LINIOWE UKŁADY SCALONE

i ich zastosowanie

LINIOWE
UKŁADY
SCALONE

mgr inż. Zbigniew Kulka mgr inż. Michał Nadachowski

UNIOWE UKŁADY SCALONE i ich zastosowanie

WKŁ

Wydawnictwa Komunikacji i Łączności
Warszawa 1974

621.38-181.4

Książka stanowi obszerny i wyczerpujący poradnik—przewodnik—katalog z dziedziny liniowych układów scalonych i ich zastosowań. Uwzględnia przede wszystkim charakter pracy projektowo-inżynierskiej. Zawiera niezbędne informacje o właściwościach podstawowych liniowych układów scalonych: wzmacniaczy operacyjnych, komparatorów, stabilizatorów napięcia oraz ilustruje na konkretnych przykładach sposób ich wykorzystania. Wprowadza również w zagadnienia układów specjalnych: przełączników analogowych, układów do transmisji danych itp. Zaopatrzona jest w aktualne i zebrane tematycznie tablice najczęściej stosowanych typów, odpowiedników i parametrów liniowych układów scalonych.

Odbiorcy książki:
pracownicy naukowi i techniczni uczelni i instytutów, inżynierowie i technicy zatrudnieni w przemyśle oraz studenci kierunków związanych z elektroniką.

Wydanie pierwsze — nakład 600 egz.,
Ośrodek Informacji o Energii Jądrowej, Warszawa 1973 r.

Obwolutę, okładkę i stronę tytułową
projektował JAROSŁAW JASIŃSKI
Redaktor pierwszego wydania doc. dr hab. inż. JÓZEF KALISZ
Redaktor drugiego wydania mgr inż. ZOFIA WODZYŃSKA
Redaktor techniczny HENRYK SKARŻYCKI
Korektor SABINA TREFON

PRINTED IN POLAND

K-131/46/75

SPIS TREŚCI

WSTĘP 9

1 WYKAZ OZNACZEŃ 13

2 WZMACNIACZE OPERACYJNE 17
2.1. Wstęp 17
2.2. Terminologia 17
2.3. Właściwości idealnego wzmacniacza operacyjnego 18
2.4. Podstawowe układy pracy wzmacniaczy operacyjnych 19
2.4.1. Komparator 19
2.4.2. Wzmacniacz odwracający 19
2.4.3. Wzmacniacz sumujący 20
2.4.4. Integrator 21
2.4.5. Wzmacniacz różniczkujący 22
2.4.6. Wzmacniacz nieodwracający 23
2.4.7. Wtórnik napięciowy 24
2.4.8. Wzmacniacz różnicowy 24
2.4.9. Przesuwnik fazowy 25
2.4.10. Prostownik liniowy 26
2.5. Właściwości rzeczywistego (nieidealnego) wzmacniacza operacyjnego 27
2.5.1. Wpływ skończonej wartości wzmocnienia przy otwartej pętli 28
2.5.2. Wpływ skończonej wartości szerokości pasma 30
2.5.3. Wpływ niezrównoważenia wzmacniacza i jego dryfu 34
2.5.4. Wpływ niedoskonałego tłumienia sygnału nieróżnicowego 37
2.5.5. Wpływ skończonej wartości rezystancji wejściowej i niezerowej rezystancji wyjściowej 39
2.5.6. Wpływ szumów 43
2.5.7. Praktyczny schemat zastępczy wzmacniacza operacyjnego 44
2.6. Parametry wzmacniaczy operacyjnych 47
2.7. Budowa monolitycznych wzmacniaczy operacyjnych i ich najważniejsze rodzaje 45
2.7.1. Elementy scalone 55
2.7.2. Układy elementarne 58
2.7.3. Najważniejsze rodzaje wzmacniaczy operacyjnych 69
2.7.4. Opis popularnych typów wzmacniaczy: μA 709, LM 101A, μA 741, LM 108 . . 74
2.7.5. Zestawienie typów i parametrów wzmacniaczy 86
2.8. Technika kompensacji częstotliwościowej 93
2.8.1. Modyfikacja funkcji przenoszenia wzmacniacza przy otwartej pętli 95
2.8.2. Wpływ modyfikacji funkcji przenoszenia na odpowiedź impulsową wzmacniacza przy zamkniętej pętli 97

2.8.3. Modyfikacja funkcji przenoszenia wzmacniacza za pomocą obwodu sprzężenia zwrotnego 100
2.9. Technika kompensacji wejściowego napięcia niezrównoważenia 101
2.9.1. Kompensacja wzmacniacza odwracającego 101
2.9.2. Kompensacja wzmacniacza nieodwracającego 102
2.9.3. Kompensacja wzmacniacza różnicowego 103
2.10. Zalecenia projektowe i montażowe 104
2.10.1. Zasilanie 104
2.10.2. Zabezpieczenie wejścia 105
2.10.3. Zabezpieczenie wyjścia 106
2.10.4. Obwody kompensacji częstotliwościowej 106
2.10.5. Zabezpieczenie przed indukowaniem zakłóceń 107
2.10.6. Zabezpieczenia cieplne 107
LITERATURA 107

3 KOMPARATORY NAPIĘCIA 109
3.1. Porównanie komparatora napięcia ze wzmacniaczem operacyjnym 109
3.2. Parametry komparatorów napięcia 110
3.2.1. Parametry określające dokładność komparatora 110
3.2.2. Parametry określające szybkość działania komparatora 113
3.2.3. Inne parametry 115
3.3. Ogólny przegląd najważniejszych typów komparatorów 116
3.3.1. Komparatory szybkie 117
3.3.2. Komparatory bardzo dokładne 118
3.4. Szczegółowe opisy najczęściej stosowanych komparatorów monolitycznych . . 119
3.4.1. Komparator μA 710 firmy Fairchild Semiconductor 119
3.4.2. Komparator μA 711 firmy Fairchild Semiconductor 124
3.4.3. Komparator μA 760 firmy Fairchild Semiconductor 126
3.4.4. Komparator LM 111 firmy National Semiconductor 129
3.5. Zestawienie typów i parametrów monolitycznych komparatorów napięcia . . 134
LITERATURA 135

4 ZASTOSOWANIE WZMACNIACZY OPERACYJNYCH I KOMPARATORÓW 136
4.1. Wzmacniacze operacyjne w układach liniowych 136
4.1.1. Wzmacniacz o wejściu niesymetrycznym 136
4.1.2. Wzmacniacze różnicowe 141
4.1.3. Wzmacniacze mostkowe 144
4.1.4. Wzmacniacze o wzmocnieniu regulowanym napięciem stałym 150
4.1.5. Układy całkujące 150
4.1.6. Układy różniczkujące 154
4.1.7. Wzmacniacz o sprzężeniu pojemnościowym 156
4.1.8. Wtórniki napięciowe 157
4.1.9. Źródła napięcia odniesienia 159
4.1.10. Źródła prądu stałego 162
4.1.11. Konwertery napięcie-prąd 163
4.1.12. Konwertery prąd-napięcie 164
4.1.13. Wzmacniacze ładunkowe 165
4.2. Wzmacniacze operacyjne w układach nieliniowych 167
4.2.1. Ograniczniki napięcia ze sprzężeniem zwrotnym 168
4.2.2. Diodowe generatory funkcyjne 172
4.2.3. Wzmacniacze logarytmujące 176
4.2.4. Układy mnożące i dzielące 183

4.3. Filtry aktywne *RC* 198
4.3.1. Właściwości filtrów aktywnych 198
4.3.2. Podział filtrów aktywnych 200
4.3.3. Realizacja filtrów aktywnych 201
4.3.4. Układy aktywne *RC* jako indukcyjności 226
4.4. Układy porównujące 229
4.4.1. Dyskryminatory napięcia 229
4.4.2. Detektory przejścia przez zero 235
4.4.3. Dyskryminatory okienkowe 236
4.5. Generatory przebiegów 241
4.5.1. Generatory przebiegów prostokątnych i trójkątnych 241
4.5.2. Generatory przebiegów liniowych i schodkowych 257
4.5.3. Generatory przebiegów sinusoidalnych 263
4.5.4. Generatory sterowane napięciowo i prądowo 267
4.5.5. Monolityczny generator uniwersalny 8038 271
4.6. Układy próbkujące z pamięcią i detektory szczytowe 275
4.6.1. Układy próbkujące z pamięcią 276
4.6.2. Detektory szczytowe 285
LITERATURA 289

5 SCALONE STABILIZATORY NAPIĘCIA I PRĄDU STAŁEGO ORAZ ICH ZASTOSOWANIE 293
5.1. Wstęp 293
5.1.1. Pojęcia podstawowe 294
5.1.2. Klasyfikacja stabilizatorów napięcia i prądu 294
5.1.3. Stabilizatory parametryczne 295
5.1.4. Stabilizatory kompensacyjne o działaniu ciągłym 295
5.1.5. Kompensacyjne stabilizatory impulsowe 298
5.1.6. Zabezpieczenia stabilizatorów 303
5.2. Stabilizatory ze wzmacniaczami scalonymi 306
5.3. Scalone stabilizatory hybrydowe 309
5.4. Monolityczne stabilizatory scalone 317
5.4.1. Właściwości i podział stabilizatorów monolitycznych 317
5.4.2. Parametry monolitycznych stabilizatorów napięcia 319
5.4.3. Budowa monolitycznego scalonego stabilizatora napięcia 322
5.4.4. Stabilizatory monolityczne o regulowanym napięciu wyjściowym (uniwersalne) 325
5.4.5. Stabilizatory monolityczne o ustalonym napięciu wyjściowym (lokalne) 363
5.4.6. Stabilizatory impulsowe z układami scalonymi 378
5.4.7. Porównanie właściwości monolitycznych scalonych stabilizatorów napięcia . . . 383
LITERATURA 384

6 PRZETWORNIKI ANALOGOWO-CYFROWE I CYFROWO-ANALOGOWE 386
6.1. Sterowane cyfrowo źródło prądowe μA 722 387
6.2. Przykłady rozwiązań przetworników analogowo-cyfrowych 388
6.3. Przetworniki cyfrowo-analogowe 394
LITERATURA 400

7 NADAJNIKI I ODBIORNIKI W LINIACH TRANSMISJI DANYCH . . . 401
7.1. Nadajnik linii 402
7.2. Odbiornik linii 407
7.3. Zastosowanie nadajników i odbiorników w systemach transmisyjnych 412
LITERATURA 415

8 PRZEŁĄCZNIKI ANALOGOWE 416
8.1 Rodzaje przełączników analogowych 416
8.2. Przełączniki analogowe unipolarne 418
8.2.1. Przełączniki analogowe z tranzystorami polowymi złączowymi (J-FET) 419
8.2.2. Przełączniki analogowe z tranzystorami polowymi typu MOS (P-MOS) . . . 423
8.2.3. Przełączniki analogowe z układami komplementarnymi typu MOS (C-MOS) . 426
LITERATURA 429

9 POMIARY PODSTAWOWYCH PARAMETRÓW LINIOWYCH UKŁADÓW SCALONYCH 430
9.1. Proste układy pomiarowe 430
9.1.1. Pomiar wzmocnienia napięciowego K z otwartą pętlą 430
9.1.2. Wejściowe napięcie niezrównoważenia U 432
9.1.3. Dryf wejściowego napięcia niezrównoważenia 433
9.1.4. Wejściowy prąd polaryzujący I 433
9.1.5. Dryf wejściowego prądu polaryzującego 434
9.1.6. Wejściowy prąd niezrównoważenia I 435
9.1.7. Dryf wejściowego prądu niezrównoważenia 435
9.1.8. Rezystancja różnicowa R_d 435
9.1.9. Rezystancja nieróżnicowa R_{cm} 436
9.1.10. Rezystancja wyjściowa R_{wy} 437
9.1.11. Współczynnik tłumienia sygnału nieróżnicowego WTSN 437
9.1.12. Współczynnik tłumienia wpływu zasilania WTWZ 439
9.1.13. Wejściowe napięcie szumów U_{ni} 439
9.1.14. Pomiar częstotliwości f_1 440
9.1.15. Szybkość zmiany napięcia wyjściowego S_{wy} 441
9.2. Mierniki uniwersalne liniowych układów scalonych 442
LITERATURA 444

10 TYPOWE OBUDOWY LINIOWYCH UKŁADÓW SCALONYCH 445
10.1. Obudowy metalowe okrągłe (Metal can package) 445
10.2. Obudowy płaskie (Flat package) 447
10.3. Obudowy dwurzędowe (Dual-in-line package) 448

WSTĘP

Opracowanie technologii i wprowadzenie do produkcji układów scalonych spowodowało kolejny przełom w elektronice. Niewątpliwe zalety tych układów wywołały w ostatnich latach gwałtowny rozwój ich produkcji i zastosowania w wielu dziedzinach elektroniki.

Układy scalone, podobnie jak większość układów elektronicznych, dzielą się na dwie grupy: układy cyfrowe i układy analogowe. W układach cyfrowych elementy czynne pełnią funkcję przełączników, mogących przyjmować dwa skrajne stany: włączenia i wyłączenia, a nie przyjmują stanów pośrednich. W układach analogowych dowolna wartość sygnału wejściowego w określonym przedziale wywołuje odpowiadającą jej wartość sygnału wyjściowego. Zależność między tymi wartościami jest na ogół funkcją liniową. Z tego względu scalone układy analogowe są powszechnie nazywane układami liniowymi i ta nazwa jest używana w książce. W istocie rzeczy, układy analogowe są pojęciem szerszym, obejmującym na przykład dziedzinę układów generacji funkcji, które nie zawsze są liniowe.

Rozwój produkcji i zastosowania scalonych układów liniowych przebiegał z pewnym opóźnieniem w stosunku do układów cyfrowych. Opóźnienie było spowodowane bardziej złożoną budową i trudniejszą technologią układów liniowych. Początkową fazą rozwoju układów liniowych było opracowanie monolitycznych symetrycznych par tranzystorów do wzmacniaczy różnicowych. Osiągnięto w ten sposób znaczne polepszenie parametrów tych wzmacniaczy, co było bodźcem dalszego rozwoju integracji układów liniowych. Za początek masowego wytwarzania i stosowania scalonych układów liniowych trzeba przyjąć rok 1965, gdy rozpoczęto produkcję monolitycznego wzmacniacza operacyjnego μA 709. Od tej chwili następuje gwałtowny wzrost zapotrzebowania i jednoczesny spadek cen układów liniowych. W roku 1965 sprzedano około 0,5 miliona sztuk układów po średniej cenie 30 dolarów za sztukę, w roku1966— już 2 miliony sztuk, a w roku 1970 — kilkadziesiąt milionów po średniej cenie kilku dolarów.

Książka, którą przedstawiamy Czytelnikom, jest poświęcona liniowym układom scalonym i ich zastosowaniom ze szczególnym uwzględnieniem potrzeb elektronicznej aparatury laboratoryjnej. Mamy nadzieję, że praca ta w dużej mierze wypełni lukę istniejącą w tej dziedzinie w krajowej literaturze technicznej.

W niniejszej pracy uwzględniono prawie wyłącznie liniowe układy monolityczne, które — jako układy standardowe i wykonywane w dużych seriach — są powszechnie stosowane. W pewnych jednak przypadkach istnieje zapotrzebowanie na układy nietypowe lub układy powtarzane w znacznie mniejszych seriach niż standardowe układy monolityczne. W takich specjalnych zastosowaniach wykonywanie całych układów w postaci monolitycznej jest nieopłacalne, natomiast jest korzystne stosowanie techniki hybrydowej. Technika scalonych układów hybrydowych jest odpowiednia zwłaszcza do wykonywania układów o znacznej przewadze elementów biernych nad czynnymi, np. przetworników analogowo-cyfrowych i cyfrowo-analogowych itd. Kilka rozdziałów książki poświęcono omówieniu właściwości podstawowych liniowych układów scalonych, dalsze — ich typowym zastosowaniom, a pozostałe — zastosowaniom specjalnym. Rozdział 2 przedstawia właściwości wzmacniaczy operacyjnych, które są najczęściej stosowanymi układami liniowymi. Opisano podstawowe układy pracy wzmacniacza i jego parametry, podano także szczegółowe opisy i tabelaryczne zestawienia wybranych wzmacniaczy. W podobny sposób opisano w rozdziale 3 komparatory napięcia, będące układami z pogranicza techniki analogowej i cyfrowej. W rozdziale 4, wykorzystując informacje zawarte w rozdziałach 2, 3, podano szereg zastosowań wzmacniaczy operacyjnych i komparatorów, grupując je według pełnionych funkcji. Starano się wybrać układy o znaczeniu praktycznym, z elementami możliwie łatwo dostępnymi w kraju. Rozdział 5 dotyczy stabilizatorów napięcia i prądu stałego. Ze względu na specyficzny charakter tych elementów niecelowe było rozdzielenie omówienia właściwości stabilizatorów od ich zastosowania i oba te zagadnienia zawarto w rozdziale 5. W tym przypadku zrobiono również wyjątek od zasady omawiania tylko układów monolitycznych i podano kilka przykładów stabilizatorów hybrydowych, mających znaczenie praktyczne.

Dalsze trzy rozdziały poświęcono bardziej specjalistycznym zastosowaniom układów liniowych. W rozdziale 6 omówiono przetworniki analogowo-cyfrowe i cyfrowo-analogowe, w rozdziale 7 — nadajniki i odbiorniki w liniach przesyłowych, a w rozdziale 8 — przełączniki analogowe.

W rozdziale 9 w zwięzły sposób opisano metody pomiarów najważniejszych parametrów liniowych układów scalonych. W zakończeniu książki podano zestawienie typowych obudów liniowych układów scalonych omawianych w tej pracy.

Tematyka liniowych układów scalonych jest dziedziną szeroką i ograniczone ramy książki spowodowały konieczność selekcji zarówno elementów, jak i zastosowań. Pominięto na przykład wzmacniacze dużej i małej częstotliwości, wzmacniacze mocy — stosowane w radiotechnice i telewizji. Tematyka ta powinna stanowić przedmiot odrębnego opracowania. Przy omawianiu niektórych zagadnień zrezygnowano z podawania uzasadnień matematycznych na korzyść wniosków o charakterze praktycznym. Teoretyczne podstawy szeregu zagadnień poruszanych w książce znajdzie Czytelnik w literaturze krajowej.

W książce starano się skoncentrować głównie nad problemami praktycznego wykorzystania liniowego elementu scalonego w układach elektronicznych i z tego

powodu pominięto bardzo istotne aspekty technologiczne tych elementów. Szersze informacje m.in. na temat stosowanej tu bazy technologii epiplanarnej tranzystorów krzemowych znajdzie Czytelnik w pracach krajowych (rozdz. 2, literatura p. 2.6, 2.29 i 2.30).

Przy pisaniu książki korzystano w znacznej mierze z materiałów źródłowych w postaci raportów i zastosowań firmowych, np. czołowej firmy amerykańskiej Fairchild Semiconductor, jak również z artykułów w periodykach elektronicznych i licznych już zagranicznych pozycji książkowych, dotyczących liniowych układów scalonych. Zamieszczony na końcu każdego rozdziału spis literatury pozwoli Czytelnikom na szersze wniknięcie w interesującą ich tematykę — tym bardziej, że pewne problemy zostały tylko zasygnalizowane. Poważną trudnością przy opracowywaniu książki był brak aktualnej krajowej literatury o tej tematyce, z czym wiąże się niedostatek polskiej nomenklatury. W wielu przypadkach nazwy (szczególnie parametrów) wprowadzone przez autorów należy traktować jako propozycje terminologiczne.

Autorzy chcąc podać informacje najnowsze często byli zmuszeni do wprowadzania uzupełnień w trakcie pisania książki. Z tego względu, jak również z uwagi na bardzo krótki czas opracowania, mogły zakraść się pewne niejednolitości symboliki i oznaczeń lub zbyt skrótowe ujęcia, które Czytelnicy zechcą wybaczyć.

Autorem rozdziałów 5, 8, 9 oraz p. 4.1.9 do 4.1.13, 4.2, 4.3, 4.5 i 4.6 rozdziału 4 jest Zbigniew Kulka, rozdziałów 3, 6 oraz p. 4.1.1 do 4.1.8, 4.4 rozdziału 4 — Michał Nadachowski, a rozdziały 1 i 2 opracowano wspólnie. Rozdział 7 napisał Tadeusz Rydzewski.

Autorzy wyrażają serdeczne podziękowanie redaktorowi pierwszego wydania książki — doc. dr. hab. Józefowi Kaliszowi za inspirację i pomoc przy jej opracowywaniu oraz wiele cennych uwag krytycznych. Dziękujemy również doc. Aleksandrowi Sawickiemu, mgr. inż. Tadeuszowi Rydzewskiemu i mgr. inż. Zenonowi Komorowi za wartościowe dyskusje i uwagi.

Opracowanie „Liniowe układy scalone i ich zastosowanie", wydane w roku 1973 w Ośrodku Informacji o Energii Jądrowej, spotkało się z dużym zainteresowaniem elektroników również spoza resortu jądrowego. Z tego względu, aby możliwie szybko udostępnić je szerszemu ogółowi Czytelników, zdecydowano się w porozumieniu z Wydawnictwami Komunikacji i Łączności na powtórne wydanie. Wydanie obecne w większości oparte jest na wydaniu pierwszym, przy czym istotnej zmianie uległ tylko rozdział 2. Pozostałe rozdziały zostały częściowo uzupełnione i poprawione jak również ujednolicono niektóre oznaczenia.

1

WYKAZ OZNACZEŃ

B — szerokość pasma

B_S — szerokość pasma w układzie ze sprzężeniem zwrotnym

C_{bre} — pojemność warstwy zaporowej złącza emiter-baza

f_T — częstotliwość graniczna tranzystora

$f_g = \omega_g/2\pi$ — częstotliwość, przy której wzmocnienie układu maleje o 3 dB w stosunku do wartości przy małych i średnich częstotliwościach

f_1 — częstotliwość, przy której wzmocnienie układu maleje do 1

g_m — konduktancja wzajemna

G_{we} — konduktancja wejściowa

G_{weS} — konduktancja wejściowa w układzie ze sprzężeniem zwrotnym

G_{wy} — konduktancja wyjściowa

G_{wyS} — konduktancja wyjściowa w układzie ze sprzężeniem zwrotnym

$H(s)$ — funkcja przenoszenia układu

$h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}$ — elementy macierzy hybrydowej

I_B — prąd bazy

I_C — prąd kolektora

I_E — prąd emitera

I_{DSS} — maksymalny prąd drenu

I_E — prąd emitera

I_{os} — wejściowy prąd niezrównoważenia

I_{B1}, I_{B2} — wejściowe prądy polaryzujące

I_{weS} — prąd wejściowy w układzie ze sprzężeniem zwrotnym

I_G — prąd ograniczenia prądu obciążenia

I_L — prąd obciążenia

I_{wy} — prąd wyjściowy

I_{wyS} — prąd wyjściowy w układzie ze sprzężeniem zwrotnym

I_{nl} — równoważny wejściowy prąd szumów
I_0 — zwrotny prąd nasycenia złącza *p-n*
I_{zw} — prąd zwarcia stabilizatora
K — współczynnik wzmocnienia napięciowego
$K\beta$ — wzmocnienie pętli sprzężenia zwrotnego
K_m — margines wzmocnienia
K_S — współczynnik wzmocnienia napięciowego w układzie ze sprzężeniem zwrotnym
K_W — współczynnik wzmocnienia napięciowego sygnału nieróżnicowego
K_i — współczynnik wzmocnienia prądowego stopnia tranzystorowego
K_0 — współczynnik wzmocnienia napięciowego dla prądu stałego, małych i średnich częstotliwości
K_u — współczynnik wzmocnienia napięciowego stopnia tranzystorowego
N — obciążalność wyjściowa układu scalonego
n — rząd filtru lub liczba biegunów funkcji przenoszenia układu (przepustowości układu)
Q — dobroć układu
R_{DS} — rezystancja dren-źródło
R_{we} — rezystancja wejściowa
R_d — rezystancja wejściowa różnicowa
R_{weS} — rezystancja wejściowa w układzie ze sprzężeniem zwrotnym
R_{cm} — rezystancja wejściowa nieróżnicowa
R_g — rezystancja wewnętrzna generatora
R_L — rezystancja obciążenia
R_T — oporność cieplna
R_s — rezystancja źródła sygnału
R_{wy} — rezystancja wyjściowa
R_{wyS} — rezystancja wyjściowa w układzie ze sprzężeniem zwrotnym
R_p — rezystor stosowany przy stabilizacji prądu
R_{SC} — rezystor stosowany jako czujnik prądowy
r_E — dyfuzyjna rezystancja emitera
$r_{b'e}$ — rezystancja dynamiczna złącza emiter-baza
r_p — rezystancja dynamiczna diody zwykłej i diody Zenera, spolaryzowanych w kierunku przewodzenia
r_z — rezystancja dynamiczna diody Zenera
S_{wy} — szybkość zmian napięcia wyjściowego
$s = j\omega$ — zmienna zespolona
T_j — temperatura złącza *p-n*
T_k — temperatura kostki krzemowej
T_o — temperatura otoczenia
TWN — średni współczynnik temperaturowy napięcia wyjściowego
U_{BE} — napięcie baza-emiter
U_{CB} — napięcie kolektor-baza
U_{CE} — napięcie kolektor-emiter
U_D — napięcie na diodzie spolaryzowanej w kierunku przewodzenia

U_{we} — napięcie wejściowe
U_{we1} — napięcie na wejściu nieodwracającym
U_{we2} — napięcie na wejściu odwracającym
U_{os} — wejściowe napięcie niezrównoważenia
U_R — napięcie wejściowe różnicowe
U_{weS} — napięcie wejściowe w układzie ze sprzężeniem zwrotnym
U_W — napięcie sygnału nieróżnicowego
U_g — napięcie wyjściowe generatora
U_G — napięcie progu ograniczania prądowego
U_{GS} — napięcie bramka-źródło
U_H — napięcie histerezy dyskryminatora
U_S — napięcie stabilizowane na diodzie Zenera
$U_T = kT/q = 26$ mV (w temperaturze $T_o = 25°C$)
U_{wy} — napięcie wyjściowe
U_{wyL} — napięcie wyjściowe przy minimalnym prądzie obciążenia
U_{wyS} — napięcie wyjściowe w układzie ze sprzężeniem zwrotnym
U_{wyH} — napięcie wyjściowe przy maksymalnym prądzie obciążenia
$\pm U_Z$ — napięcia zasilające
U_{ni} — równoważne wejściowe napięcie szumów
U_{nwy} — wyjściowe napięcie szumów
U_o — napięcie odniesienia
U_p — napięcie progowe
WOSN — współczynnik obciążeniowej stabilizacji napięcia
WSN — współczynnik stabilizacji napięcia
WTT — współczynnik tłumienia tętnień
WTSN — współczynnik tłumienia sygnału nieróżnicowego
WTWZ — współczynnik tłumienia wpływu zasilania
Y_d — admitancja wejściowa różnicowa
Z_{we} — impedancja wejściowa
Z_{weS} — impedancja wejściowa w układzie ze sprzężeniem zwrotnym
Z_L — impedancja obciążenia
Z_{wy} — impedancja wyjściowa
Z_{wyS} — impedancja wyjściowa w układzie ze sprzężeniem zwrotnym
α_0 — współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora w układzie WB
β — współczynnik sprzężenia zwrotnego
β_0 — współczynnik wzmocnienia prądowego tranzystora w układzie WE
γ — współczynnik wypełnienia impulsu
ε — błąd wzmocnienia
Φ_0 — przesunięcie fazowe dla prądu stałego przy małych i średnich częstotliwościach
Φ_m — margines fazy
ξ — współczynnik tłumienia
ω_n — pulsacja graniczna filtru dolno- lub górnoprzepustowego
ω_0 — pulsacja środkowa filtru pasmowoprzepustowego i pasmowo-zaporowego

2

WZMACNIACZE OPERACYJNE

2.1
WSTĘP

Pojęcie „wzmacniacz operacyjny" wprowadził po raz pierwszy J. R. Ragazzini w artykule opublikowanym w roku 1947, a dotyczącym przede wszystkim stosowania tych wzmacniaczy w układach do rozwiązywania równań całkowo-różniczkowych.

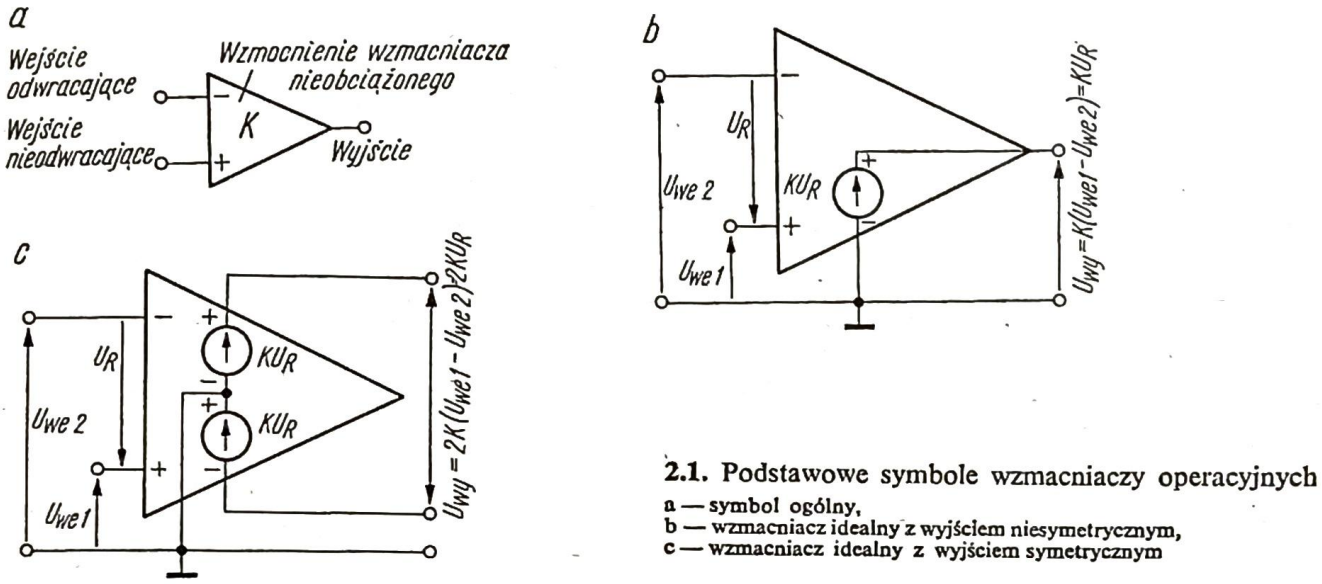
Wzmacniacz operacyjny jest wzmacniaczem o sprzężeniach bezpośrednich, dużym wzmocnieniu i z reguły przeznaczonym do pracy z zewnętrznym układem ujemnego sprzężenia zwrotnego. Sprzężenie to zapewnia lepszą stałość pracy, zwiększa zakres dynamiki, poprawia liniowość i poszerza pasmo wzmacniacza. Przy zastosowaniu zewnętrznego obwodu sprzężenia zwrotnego właściwości tego obwodu decydują w głównej mierze o właściwościach całego układu.

2.2
TERMINOLOGIA

Większość wzmacniaczy operacyjnych ma wejście symetryczne (różnicowe), pozostałe mają wejście niesymetryczne. Wyjście w prawie wszystkich wzmacniaczach jest niesymetryczne. Powszechnie stosowany symbol wzmacniacza operacyjnego pokazano na rys. 2.1a. Wejście oznaczone „−" jest wejściem odwracającym (inverting input), „+" zaś — wejściem nieodwracającym (noninverting input). Wzmacniacz o jednym wejściu można traktować jako przypadek szczególny — z wejściem „+" uziemionym. Jeśli np. do wejścia odwracającego „−" zostanie doprowadzone napięcie sinusoidalnie zmienne, to przesunięcie fazowe między sygnałami wejściowym i wyjściowym będzie równe 180°.

Przy doprowadzeniu tego samego napięcia do wejścia „+", przesunięcie fazowe między przebiegiem wejściowym i wyjściowym będzie równe zeru.

Ważną właściwością wzmacniacza operacyjnego jest to, że gdy do obu jego wejść (+) i (−) zostaną doprowadzone dwa identyczne sygnały, to sygnał na wyjściu będzie równy zeru. Ten rodzaj sygnału wejściowego wzmacniacza jest nazywany s y g n a ł e m n i e r ó ż n i c o w y m (wspólnym). Gdy zaś sygnał zostanie doprowadzony pomiędzy końcówki wejściowe, to nazywany jest s y g n a ł e m r ó ż n i c o w y m.



2.1. Podstawowe symbole wzmacniaczy operacyjnych
a — symbol ogólny,
b — wzmacniacz idealny z wyjściem niesymetrycznym,
c — wzmacniacz idealny z wyjściem symetrycznym

Wzmacniacz operacyjny z wyjściem niesymetrycznym przedstawiono na rys. 2.1b, na rys. 2.1c natomiast pokazano wzmacniacz z wyjściem symetrycznym. Przyjęto następujące oznaczenia:

U_{we1}, U_{we2} — napięcia wejściowe,
U_R — napięcie wejściowe różnicowe (między końcówkami wejściowymi wzmacniacza),
U_{wy} — napięcie wyjściowe,
K — wzmocnienie wzmacniacza nie obciążonego z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego.

2.3
WŁAŚCIWOŚCI IDEALNEGO WZMACNIACZA OPERACYJNEGO

Idealny wzmacniacz operacyjny powinien charakteryzować się następującymi właściwościami:

— nieskończenie dużym wzmocnieniem przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego ($K \to \infty$),
— nieskończenie szerokim pasmem przenoszenia częstotliwości,
— nieskończenie dużą impedancją wejściową, zarówno między wejściami, jak i między każdym z wejść i ziemią,
— impedancją wyjściową równą zeru,
— napięciem wyjściowym równym zeru przy równości napięć wejściowych ($U_{wy} = 0$ przy $U_{we1} = U_{we2}$),

— nieskończenie dużym dopuszczalnym prądem wyjściowym,
— zerowym prądem wejściowym,
— wzmocnieniem idealnie różnicowym — tzn. nieskończenie dużym współczynnikiem tłumienia sygnału nieróżnicowego,
— zachowaniem powyższych właściwości przy zmianach temperatury.

Takie właściwości stanowią teoretyczną granicę, do której dąży się przy projektowaniu i produkcji wzmacniaczy, oraz ułatwiają przybliżoną analizę układów.

2.4
PODSTAWOWE UKŁADY PRACY WZMACNIACZY OPERACYJNYCH

Dalej zostaną omówione podstawowe układy pracy wzmacniacza operacyjnego ze sprzężeniem zwrotnym przy założeniu, że sam wzmacniacz jest idealny.

2.4.1
KOMPARATOR

W najprostszym układzie wzmacniacz operacyjny pracuje bez obwodu sprzężenia zwrotnego ze wzmocnieniem równym wzmocnieniu z otwartą pętlą K — układ taki pokazano na rys. 2.1b. We wzmacniaczu idealnym, jeśli $U_{we1} = U_{we2}$, to $U_{wy} = 0$. Jeśli napięcie U_{we1} jest bardziej dodatnie niż U_{we2}, to U_{wy} przyjmuje wartość dodatnią; gdy zaś U_{we1} jest bardziej ujemne niż U_{we2}, wtedy U_{wy} jest ujemne. Przyłączając do jednego z wejść pewne napięcie odniesienia można więc uzyskać komparator napięcia sygnalizujący, czy napięcie mierzone jest większe czy mniejsze od napięcia odniesienia. Zwykłe wzmacniacze operacyjne stosowane jako komparatory mają jednak szereg wad. Z tego względu są produkowane specjalne komparatory napięcia w postaci scalonej (rozdz. 3).

2.4.2
WZMACNIACZ ODWRACAJĄCY

Układ wzmacniacza odwracającego pokazano na rys. 2.2. Ponieważ zakładamy, że wzmacniacz operacyjny ma właściwości idealne, więc rezystancja wejściowa $R_d \to \infty$ i do wejść wzmacniacza operacyjnego nie wpływają żadne prądy. Zatem $I_1 = I_2$, czyli

$$\frac{U_{we} + U_R}{R_1} = \frac{-U_R - U_{wy}}{R_2} \tag{2.1}$$

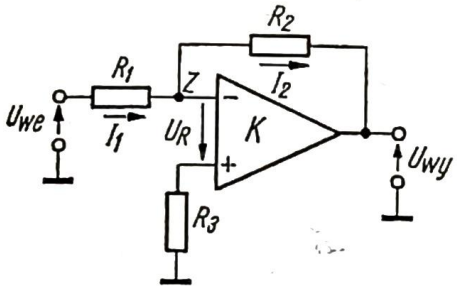
Ponieważ potencjał na wejściu nieodwracającym jest równy potencjałowi masy (przez rezystor R_3 nie płynie żaden prąd), więc:

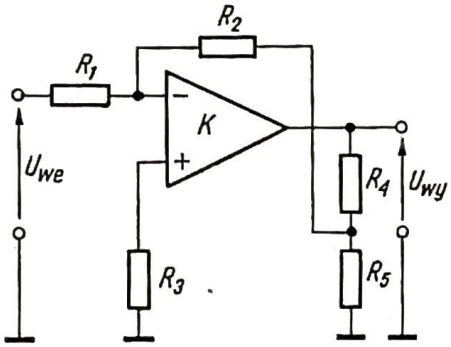
$$U_R = \frac{U_{wy}}{K}$$

i w idealnym przypadku, gdy $K \to \infty$, napięcie U_R jest bliskie zeru. Zatem potencjał punktu Z jest bliski potencjałowi masy i dlatego ten punkt nazywamy „masą pozorną". Przy założeniu $U_R = 0$ otrzymujemy ze wzoru (2.1) wartość wzmocnienia napięciowego wzmacniacza odwracającego:

$$K_S = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = -\frac{R_2}{R_1} \tag{2.2}$$

Rezystancja wejściowa tego układu jest równa R_1. Wartość rezystora R_3 należy dobierać równą rezystancji połączenia równoległego R_2 i R_1. Uzyskuje się wówczas najmniejszy błąd spowodowany napięciem niezrównoważenia, powstającym na skutek przepływu wejściowych prądów polaryzujących.





2.2. Wzmacniacz odwracający

2.3. Wzmacniacz odwracający potencjometryczny

Pewną odmianą wzmacniacza odwracającego jest układ potencjometryczny przedstawiony na rys. 2.3. Łatwo można wykazać, że

$$U_{wy} = -\frac{R_2}{R_1}\left(1 + \frac{R_4}{R_2} + \frac{R_4}{R_5}\right) U_{we} \tag{2.3}$$

W ogólnym przypadku rezystory R_1 i R_2 należy zastąpić impedancjami Z_1 i Z_2, co ma czasem istotne znaczenie, i wzór (2.2) przyjmuje postać:

$$K_S = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = -\frac{Z_2}{Z_1} \tag{2.4}$$

Oznacza to, że stosunek napięć U_{wy} i U_{we} jest zależny tylko od impedancji elementów Z_2 i Z_1. W zależności od doboru tych elementów układ wzmacniacza operacyjnego może spełniać szereg funkcji.

2.4.3
WZMACNIACZ SUMUJĄCY

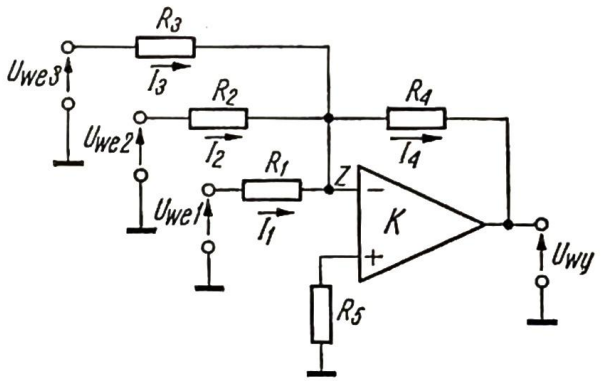
Za pomocą wzmacniacza operacyjnego można łatwo zrealizować sumowanie napięć stosując układ pokazany na rys. 2.4. Podobnie jak w poprzednim układzie, punkt Z jest masą pozorną. Zakładając, że rezystancja wejściowa wzmacniacza operacyjnego jest duża, otrzymuje się zależność:

$$I_1 + I_2 + I_3 = I_4$$

z której łatwo można obliczyć, że

$$U_{wy} = -R_4\left(\frac{U_{we1}}{R_1} + \frac{U_{we2}}{R_2} + \frac{U_{we3}}{R_3}\right) \tag{2.5}$$

Przy doborze jednakowych wartości rezystorów $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ uzyskuje się w tym układzie algebraiczne sumowanie napięć.



2.4. Wzmacniacz sumujący

Rezystancje wejściowe układu widziane z każdego z wejść wynoszą odpowiednio R_1, R_2 i R_3. Wartość rezystora R_5 należy dobierać równą rezystancji połączonych równolegle R_1, R_2, R_3 i R_4.

2.4.4
INTEGRATOR

Stosując kondensator w obwodzie sprzężenia zwrotnego wzmacniacza odwracającego w sposób pokazany na rys. 2.5a otrzymuje się układ całkujący. Stosując zapis operatorowy: $Z_1 = R$, $Z_2 = \frac{1}{sC}$ przy $s = j\omega$ dla pobudzania sinusoidalnego, równanie (2.2) przyjmuje postać:

$$U_{wy}(s) = -\frac{U_{we}(s)}{RCs} \tag{2.6}$$

Przyjmując warunek $I_1 = I_2$ można wykazać, że

$$U_{wy} = -\frac{1}{R_1 C}\int_0^t U_{we}\,dt \tag{2.7}$$

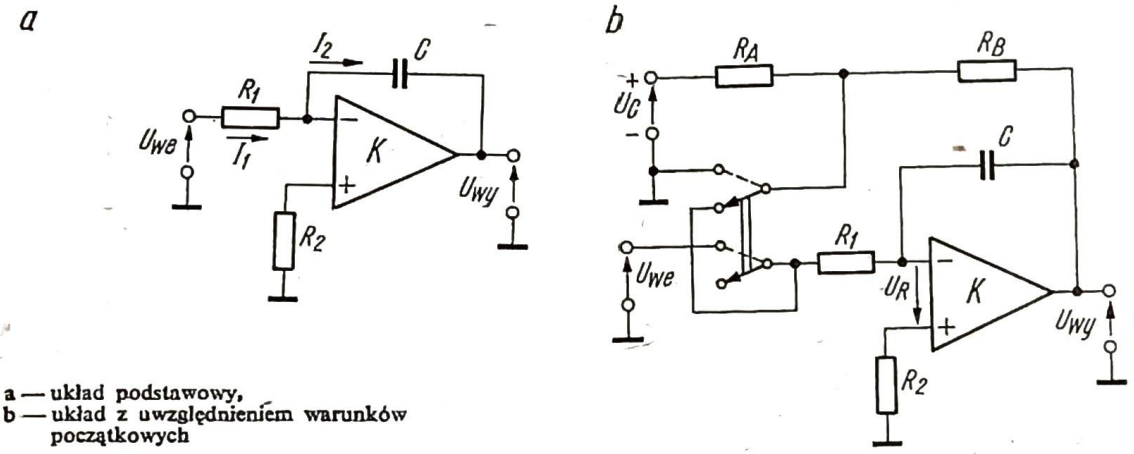
Wartość R_2 należy dobierać równą R_1, aby zmniejszyć do minimum błąd spowodowany wejściowymi prądami polaryzującymi. Chcąc w procesie całkowania uwzględnić warunki początkowe, należy zastosować układ podany na rys. 2.5b. Kondensator C jest wstępnie naładowany do napięcia U_C dzięki zastosowaniu przełącznika. Napięcie U_R jest bardzo małe i wejście wzmacniacza operacyjnego jest praktycznie na potencjale ziemi. Po przełączeniu, źródło napięcia U_C jest uziemione przez rezystor R_A. W rezultacie

$$U_{wy} = -\frac{1}{R_1 C}\int_0^t U_{we}\,dt - \frac{R_B}{R_A}U_C \tag{2.8}$$

Jeśli U_{we} jest napięciem stałym, to napięcie wyjściowe będzie zmieniać się zgodnie z zależnością:

$$U_{wy} = -\frac{U_{we}\,t}{R_1 C} - \frac{R_B}{R_A} U_C \tag{2.9}$$

aż do nasycenia się wzmacniacza.



a — układ podstawowy,
b — układ z uwzględnieniem warunków początkowych

2.5. Integrator

Zwielokrotniając liczbę wejść w układzie z rys. 2.5a podobnie jak we wzmacniaczu sumującym (rys. 2.4) przy $R_1 = R_2 = R_3$ otrzymuje się układ zwany integratorem sumującym:

$$U_{wy} = -\frac{1}{CR}\int_0^t (U_{we1} + U_{we2} + U_{we3})\,\mathrm{d}t \tag{2.10}$$

2.4.5
WZMACNIACZ RÓŻNICZKUJĄCY

Najprostszy sposób realizacji układu różniczkującego ze wzmacniaczem operacyjnym pokazano na rys. 2.6. Przyjmując w tym układzie podobnie jak poprzednio $Z_1 = \frac{1}{sC}$ i $Z_2 = R_2$ mamy:

$$U_{wy}(s) = -U_{we}(s) R_2 Cs$$

oraz

$$I_1 - I_2 = 0$$

Ponieważ

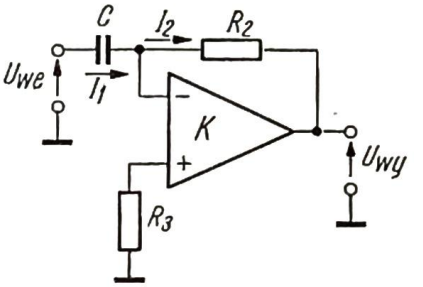
$$I_1 = C\frac{\mathrm{d}U_{we}}{\mathrm{d}t} \quad \text{oraz} \quad I_2 = -\frac{U_{wy}}{R_2}$$

więc

$$U_{wy} = -R_2 C \frac{\mathrm{d}U_{we}}{\mathrm{d}t} \tag{2.11}$$

Rezystor R_3 należy dobierać równy R_2.

Układ różniczkujący podany na rys. 2.6 należy traktować jako teoretyczny i niezbyt dogodny w praktyce. Jego wadą jest duża wrażliwość na szumy o wielkiej częstotliwości, spowodowana wzrastaniem charakterystyki $K_S(f)$ o 6 dB/oktawę.



2.6. Wzmacniacz różniczkujący

Ponadto obwód sprzężenia wprowadza przesunięcie fazy, mogące wywołać niestabilność nawet we wzmacniaczu skompensowanym przy wzmocnieniu 1. Praktyczne układy różniczkujące są omówione przy zastosowaniach wzmacniaczy.

2.4.6
WZMACNIACZ NIEODWRACAJĄCY

W układzie nieodwracającym przedstawionym na rys. 2.7 napięcie doprowadza się do wejścia nieodwracającego, do drugiego wejścia natomiast jest doprowadzana przez dzielnik oporowy część napięcia wyjściowego. Zgodnie z oznaczeniami na rys. 2.7 otrzymuje się:

$$U_R K = U_{wy}$$

więc

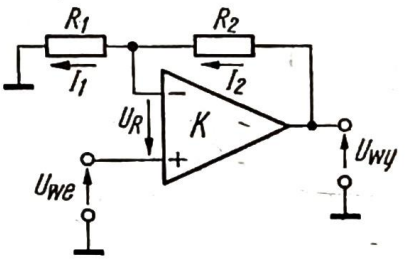
$$\left(U_{we} - U_{wy} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) K = U_{wy}$$

Stąd

$$U_{we} = \frac{U_{wy}}{K} + U_{wy} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

i przyjmując, że $K \to \infty$ uzyskuje się wzór na wzmocnienie napięciowe układu:

$$K_S = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \tag{2.12}$$



2.7. Wzmacniacz nieodwracający

Wzmocnienie jest zawsze równe lub większe od jedności i jego wartość zależy tylko od wartości rezystorów w układzie sprzężenia zwrotnego. W układzie

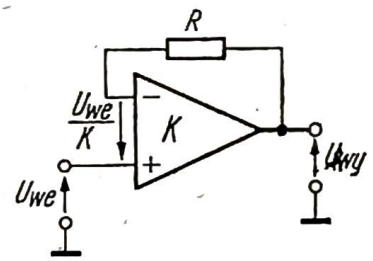
wzmacniacza nieodwracającego nie ma punktu „masy pozornej". Z warunku $K \to \infty$ wynika jedynie fakt, że $U_R \to 0$. Tak więc w praktyce różnica napięć między wejściami wzmacniacza operacyjnego w tym układzie jest bardzo mała.

Rezystancja wejściowa układu rzeczywistego jest bardzo duża, równa rezystancji wejściowej różnicowej R_d wzmacniacza pomnożonej przez wzmocnienie w pętli, lecz ograniczona przez rezystancję wejściową nieróżnicową R_{cm} (patrz p. 2.4.6). Trzeba jednak zauważyć, że w układach ze sprzężeniem bezpośrednim większe znaczenie niż rezystancja wejściowa ma wejściowy prąd polaryzujący i spadek napięcia, jaki daje na rezystancji źródła sygnału.

Rezystory R_1 i R_2 należy dobierać w taki sposób, aby wartość rezystancji ich połączenia równoległego była równa rezystancji źródła.

2.4.7
WTÓRNIK NAPIĘCIOWY

Przyjmując we wzmacniaczu nieodwracającym wartość $R_1 = \infty$ uzyskuje się, jak wynika ze wzoru (2.12), wzmocnienie napięciowe równe jedności. Układ pracuje wtedy jako wtórnik napięciowy (rys. 2.8) i ma bardzo dużą rezystancję wejściową, która w układzie rzeczywistym jest równa rezystancji wejściowej



2.8. Wtórnik napięciowy

różnicowej wzmacniacza operacyjnego pomnożonej przez wzmocnienie z otwartą pętlą i połączonej równolegle z rezystancją wejścia nieróżnicowego (p. 2.5.5).

Wartość rezystancji R należy dobierać równą rezystancji wewnętrznej źródła sygnału.

2.4.8
WZMACNIACZ RÓŻNICOWY

Na rys. 2.9 pokazano układ wzmacniacza różnicowego ze sprzężeniem zwrotnym, który może służyć do odejmowania lub wzajemnej kompensacji dwóch napięć.

Przy założeniu, że wejścia wzmacniacza operacyjnego nie pobierają prądu, można napisać:

$$U_2 = U_{we2} \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

$$\frac{U_{we1} - U_1}{R_1} = \frac{U_1 - U_{wy}}{R_2}$$

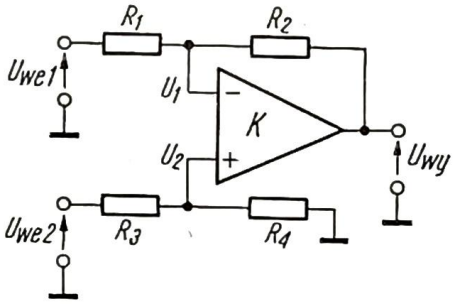
Jeżeli $K \to \infty$, to $U_1 \approx U_2$ i można obliczyć, że:

$$U_{wy} = \left(\frac{R_1+R_2}{R_3+R_4}\right) \cdot \frac{R_4}{R_1} U_{we2} - \frac{R_2}{R_1} U_{we1} \tag{2.13}$$

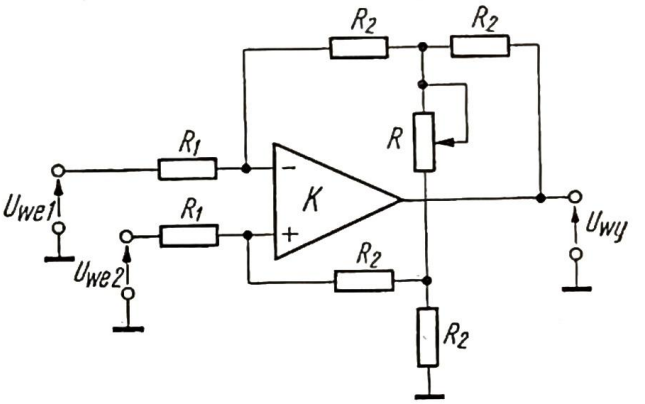
Stosując $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$ uzyskuje się napięcie wyjściowe proporcjonalne do różnicy napięć wejściowych:

$$U_{wy} = \frac{R_2}{R_1}(U_{we2} - U_{we1}) \tag{2.14}$$

Rezystancje wejściowe obu wejść w tym układzie nie są jednakowe. Rezystancja wejścia pierwszego wynosi R_1, drugiego zaś: R_3+R_4. Szerokość pasma częstotliwości można obliczać podobnie jak we wzmacniaczu odwracającym.



2.9. Wzmacniacz różnicowy



2.10. Wzmacniacz różnicowy o regulowanym wzmocnieniu

W celu uzyskania optymalnie małego błędu wynikającego z napięcia niezrównoważenia (patrz p. 2.5.3), spowodowanego wejściowymi prądami polaryzującymi, należy dobierać:

$$\frac{R_1 R_2}{R_1+R_2} = \frac{R_3 R_4}{R_3+R_4}$$

Na rys. 2.10 przedstawiono wzmacniacz różnicowy o regulowanym wzmocnieniu za pomocą potencjometru R. Można łatwo wykazać, że:

$$U_{wy} = \left(1+\frac{R_2}{R}\right)\frac{2R_2}{R_1}(U_{we2} - U_{we1}) \tag{2.15}$$

2.4.9
PRZESUWNIK FAZOWY

Układ przesuwnika fazowego pokazano na rys. 2.11. Zakładając, że wzmacniacz operacyjny ma prądy wejściowe równe zeru, można napisać warunki równości prądów: $I_1 = I_3$ oraz $I_2 = I_4$. Przy nieskończenie dużym wzmocnieniu wzmacniacza operacyjnego, a więc dla zerowej różnicy napięć między jego wejściami, można opisać działanie układu następującymi równaniami operatorowymi, wynikającymi z warunków równości prądów:

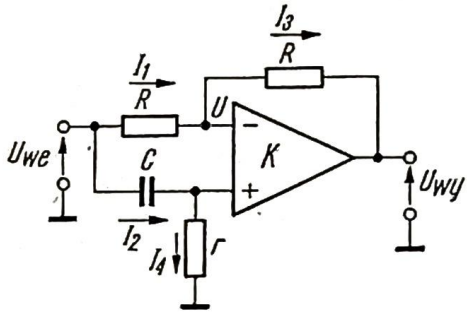
$$\frac{U_{we}-U}{R}=\frac{U-U_{wy}}{R} \tag{2.16}$$

$$\frac{U_{we}-U}{1/sC}=\frac{U}{r} \tag{2.17}$$

Rozwiązując ten układ równań uzyskuje się wzór:

$$U_{wy}=\frac{1-sCr}{1+sCr}\cdot U_{we} \tag{2.18}$$

Z analizy zer i biegunów powyższej funkcji wynika, że przy zmianach częstotliwości napięcia wyjściowego z zachowaniem jego stałej amplitudy, amplituda napięcia wejściowego również pozostaje stała, a zmianie ulega przesunięcie fazy U_{wy} w stosunku do U_{we}. Trzeba zwrócić uwagę, że funkcja przenoszenia układu jest niezależna nie tylko od właściwości wzmacniacza operacyjnego, lecz także od wartości rezystora R.



2.11. Przesuwnik fazowy

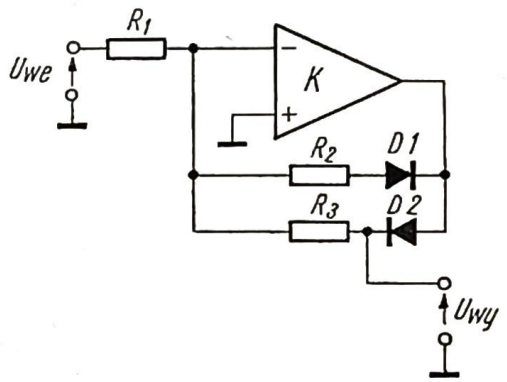
Można wykazać, że regulując wartość rezystora r od 0 do ∞ przy ustalonej częstotliwości napięcia wejściowego, otrzymuje się zmianę przesunięcia fazowego w układzie o 180°, przy czym amplituda pozostaje stała. W celu wyjaśnienia tego faktu rozważmy skrajne przypadki. Gdy $r = 0$, układ przesuwnika staje się wzmacniaczem odwracającym o wzmocnieniu równym 1 (patrz wzór 2.2), którego przesunięcie fazy wynosi 180°. W drugim skrajnym przypadku $r = \infty$ i sygnał wejściowy w pełnym zakresie częstotliwości, oprócz częstotliwości równej 0, jest doprowadzany do wejścia nieodwracającego (przy założeniu nieskończenie dużej rezystancji wejściowej samego wzmacniacza). Rezystor R między wejściem układu i wejściem odwracającym wzmacniacza jest zwarty, gdyż potencjały obu wejść wzmacniacza są równe. Ponieważ na tym rezystorze nie ma żadnego spadku napięcia, więc w rezystorze R w pętli sprzężenia nie płynie prąd i całe napięcie wyjściowe jest zwrotnie podawane na wejście odwracające. Jest to więc w tym przypadku wzmacniacz nieodwracający o wzmocnieniu 1, którego przesunięcie fazy jest równe 0.

W praktycznym układzie przesuwnika fazowego rezystor r jest rezystorem zmiennym, umożliwiającym regulację przesunięcia fazy od 180° do prawie 0°.

2.4.10
PROSTOWNIK LINIOWY

W układzie prostownika pokazanym na rys. 2.12 $R_1 = R_2 = R_3$ a *D1* i *D2* są diodami krzemowymi o bardzo małym prądzie wstecznym, bardzo małej rezy-

stancji w kierunku przewodzenia i bardzo dużej — w kierunku zaporowym. Umieszczenie diod w obwodzie sprzężenia zwrotnego powoduje, że zaczynają one przewodzić nawet przy bardzo małych wartościach U_{we}. Dlatego taki układ nazywany jest p r o s t o w n i k i e m l i n i o w y m, w odróżnieniu od prostownika konwencjonalnego, w którym do przewodzenia diody potrzebne jest napięcie około 0,6 V.



2.12. Prostownik liniowy

W celu zrozumienia działania układu załóżmy, że napięcie wejściowe U_{we} jest ujemne. Wtedy napięcie na wyjściu wzmacniacza operacyjnego przyjmuje wartość dodatnią, dioda *D1* jest spolaryzowana wstecznie, wyłączając rezystor R_2 z układu. Prąd płynie przez diodę *D2*, rezystor R_3, punkt masy pozornej i R_1. Ponieważ $R_1 = R_3$ i przez te rezystory płynie jednakowy prąd, więc $U_{wy} = -U_{we}$. Wzmacniacz operacyjny automatycznie polaryzuje anodę diody *D2* w taki sposób, aby dostarczała ona odpowiednio duży prąd nawet przy bardzo małej wartości napięcia wejściowego. Jeśli napięcie U_{we} jest dodatnie, to napięcie wyjściowe wzmacniacza operacyjnego staje się ujemne powodując odcięcie diody *D2* i powstrzymanie przepływu prądu przez R_3. Ponieważ jeden zacisk rezystora R_3 jest dołączony do masy pozornej, więc napięcie U_{wy} musi być równe zeru. Tak więc w rezultacie otrzymuje się na wyjściu sygnał wyprostowany jednopołówkowo — tylko połówki dodatnie.

Elementy R_2 i *D1* utrzymują symetrię układu zapobiegając nasyceniu wzmacniacza operacyjnego przy dodatnich połówkach sygnału wejściowego i związanemu z tym opóźnieniu czasowemu. Na anodzie diody *D1* otrzymuje się ujemne połówki sygnału wyprostowanego.

2.5
WŁAŚCIWOŚCI RZECZYWISTEGO (NIEIDEALNEGO) WZMACNIACZA OPERACYJNEGO

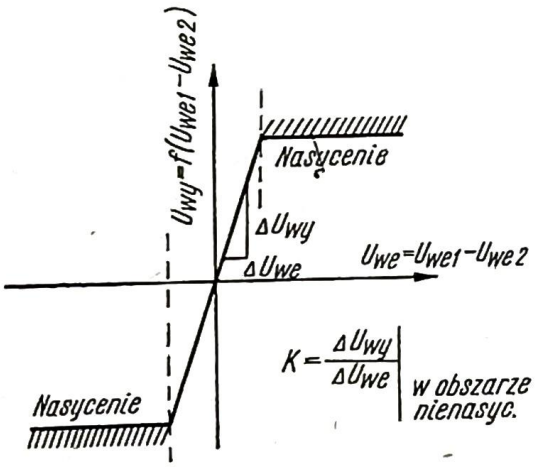
W punkcie 2.4 przedstawiono podstawowe układy pracy wzmacniacza operacyjnego zakładając, że jest on idealny. Oczywiście, wytworzenie wzmacniacza idealnego jest niemożliwe, ale obecnie niektóre z produkowanych scalonych wzmacniaczy operacyjnych mają właściwości zbliżone do idealnych. Tego rodzaju idealizacja wzmacniacza operacyjnego jest bardzo wygodna, gdyż przy stosunkowo niewielkim błędzie daje przejrzysty obraz możliwości wzmacniacza operacyjnego.

Jednak w pewnych przypadkach — szczególnie przy dokładnej analizie, należy wziąć pod uwagę następujące czynniki:

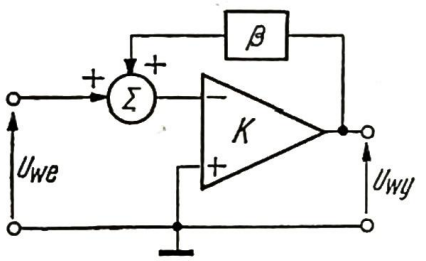
a) skończoną wartość wzmocnienia,
b) skończoną szerokość pasma,
c) niezrównoważenie wzmacniacza i dryf,
d) tłumienie sygnału nieróżnicowego,
e) rezystancję wejściową i wyjściową,
f) szumy wzmacniacza.

2.5.1 WPŁYW SKOŃCZONEJ WARTOŚCI WZMOCNIENIA PRZY OTWARTEJ PĘTLI

W każdym zastosowaniu wzmacniacza operacyjnego skończona wartość wzmocnienia jest przyczyną błędu. Charakterystyka przenoszenia wzmacniacza $U_{wy} = f(U_{we1} - U_{we2})$ przedstawiona na rysunku 2.13 jest tylko przybliżeniem charakterystyki idealnej ($K \to \infty$, gdy $\Delta U_{we} \to 0$). Aby przekonać się, jak na właściwości wzmacniacza przy zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego wpływa skończona wartość wzmocnienia, rozważmy ogólny układ wzmacniacza z szeregowym napięciowym ujemnym sprzężeniem zwrotnym, przedstawiony na rys. 2.14:



2.13. Charakterystyka $U_{wy}f = (U_{we1} - U_{we2})$ wzmacniacza operacyjnego z otwartą pętlą



2.14. Podstawowy układ pracy wzmacniacza operacyjnego

$$U_{wy} = -KU_{we} - K(\beta U_{wy})$$

$$U_{wy}(1 + K\beta) = -KU_{we}$$

$$K_S = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = -\frac{K}{1 + K\beta} \tag{2.19}$$

gdzie:

β — współczynnik sprzężenia zwrotnego,
K — wzmocnienie z otwartą pętlą,
K_S — wzmocnienie z zamkniętą pętlą.

Jeżeli $K\beta \gg 1$, to:

$$K_S \approx -\frac{1}{\beta} \tag{2.20}$$

co znaczy, że wzmocnienie z zamkniętą pętlą jest równe w przybliżeniu odwrot-

ności współczynnika sprzężenia zwrotnego i jest niezależne od wzmocnienia z otwartą pętlą.

Jak widać założenie, że wzmocnienie wzmacniacza jest bardzo duże — co w praktyce w przypadku scalonych wzmacniaczy operacyjnych ma miejsce — uwidacznia bezpośrednią korzyść takiego sprzężenia, ponieważ obwód sprzężenia zwrotnego może być zrealizowany przy zastosowaniu jedynie elementów biernych.

W celu obliczenia błędu popełnionego w powyższym przybliżeniu można przekształcić równanie na K_S:

$$K_S = -\frac{1}{\beta}\left(\frac{1}{1+\frac{1}{K\beta}}\right) \tag{2.21}$$

Wielkość $K\beta$ jest nazywana wzmocnieniem pętli (loop gain), a wartość $K\beta$ określa, w jakim stopniu układ ma cechy wzmacniacza idealnego. Wzmocnienie z otwartą pętlą, rezystancja wejściowa, rezystancja wyjściowa i przesunięcie fazowe mogą zmieniać się z temperaturą, w czasie i z napięciami zasilającymi. Poprawę stałości i dokładności uzyskuje się kosztem K_S, a miarą uzyskanej poprawy jest wzmocnienie pętli. Natomiast niezrównoważenie, dryf i szumy są w zasadzie niezależne od wzmocnienia pętli.

Przyjmując $K\beta \gg 1$ w równaniu (2.19) otrzymuje się:

$$K\beta \approx -\frac{K}{K_S} \tag{2.22}$$

Różniczkując K_S względem K można stwierdzić, w jakim stopniu ujemne sprzężenie zwrotne stabilizuje wzmocnienie wzmacniacza:

$$\frac{dK_S}{dK} = -\frac{1}{(1+K\beta)^2}$$

$$\frac{dK_S}{K_S} = \left(\frac{1}{1+K\beta}\right)\frac{dK}{K}$$

$$\frac{\Delta K_S}{K_S} \approx \frac{1}{K\beta}\,\frac{\Delta K}{K} \tag{2.23}$$

Równanie (2.23) pokazuje, że względna zmiana wzmocnienia z zamkniętą pętlą jest w przybliżeniu równa względnej zmianie wzmocnienia z otwartą pętlą podzielonemu przez wzmocnienie pętli. Na przykład, jeżeli $K = 10^5$, $K_S = 100$ i $K\beta = 1000$, to przy zmianie K o 10% — K_S zmienia się o 0,1‰. Ogólnie, takie parametry jak rezystancja wejściowa i wyjściowa, zniekształcenia, liniowość i stabilność wzmocnienia są poprawiane przez czynnik wzmocnienia pętli.

Wzmocnienie wzmacniacza odwracającego (rys. 2.2) jest równe:

$$K_S = -\frac{R_2}{R_1}\left(\frac{1}{1+\frac{1}{K\beta}}\right) \tag{2.24}$$

gdzie:

$$\frac{1}{\beta} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Rozkładając prawą stronę równania (2.24) na dwumian Newtona otrzymuje się:

$$K_S = -\frac{R_2}{R_1}\left[1 - \frac{1}{K\beta} + \left(\frac{1}{K\beta}\right)^2 + \ldots\right]$$

$$K_S \approx -\frac{R_2}{R_1}\left(1 - \frac{1}{K\beta}\right); \text{ jeśli } K\beta \gg 1 \tag{2.25}$$

Podobnie można określić wzmocnienie K_S dla wzmacniacza nieodwracającego (rys. 2.7):

$$K_S = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{K}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \approx \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left(1 - \frac{1}{K\beta}\right) \tag{2.26}$$

jeśli $K\beta \gg 1$.

W obu powyższych wzmacniaczach wzmocnienie przy zamkniętej pętli (przyjmując, że K ma wartość skończoną) jest równe iloczynowi:

$$K_S = (\text{wzmocnienie idealne}) \cdot \left(1 - \frac{1}{K\beta}\right)$$

Często wprowadza się pojęcie tzw. b ł ę d u w z m o c n i e n i a (gain error)

$$\varepsilon = \frac{1}{K\beta} \cdot 100\%$$

W praktyce błąd wzmocnienia jest pomijalnie mały, np. przy

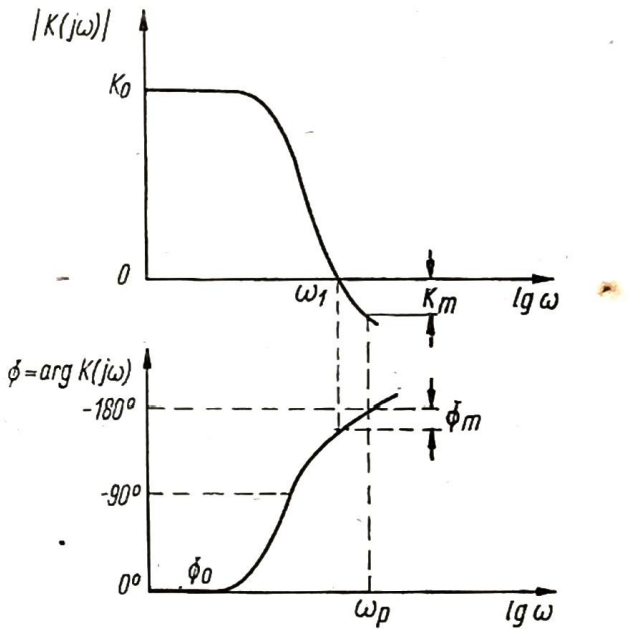
$K = 10^5$ i $\beta = 0{,}01$ $\varepsilon = 0{,}1\%$.

2.5.2
WPŁYW SKOŃCZONEJ WARTOŚCI SZEROKOŚCI PASMA

Scalone wzmacniacze operacyjne mają wzmocnienie napięciowe rzędu kilkudziesięciu lub kilkuset tysięcy i pracują zwykle w układach z silnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Sprzężenie to poprawia właściwości układu, lecz jednocześnie powoduje niebezpieczeństwo powstania niestabilności. Pomimo że pętla sprzężenia zwrotnego (najczęściej rezystywna) jest zaprojektowana poprawnie, tzn. tak, aby uzyskać ujemne sprzężenie zwrotne w środkowej części pasma, to na skutek istnienia wewnętrznych pojemności tranzystorów użytych do realizacji wzmacniacza — powstają nie dające się uniknąć przesunięcia fazy na dużych (i często małych) częstotliwościach. Te przesunięcia fazowe sumują się i mogą spowodować zmianę charakteru sprzężenia ujemnego na dodatnie i wywołać wzrost wzmocnienia nawet do nieskończoności. Układ wzmacniacza staje się wtedy niestabilny — generuje drgania własne zainicjowane szumami i przechodzi na przemian z jednego stanu nasycenia do drugiego. Wracając do wzoru (2.19),

niestabilność układu powstaje wówczas, gdy wzmocnienie pętli $K\beta = -1$, tzn. mianownik staje się równy zeru, a suma przesunięć fazowych w pętli wynosi 180°.

Warunki stabilności układu można określić w prosty sposób rozpatrując zmiany wzmocnienia pętli $K\beta$ w funkcji częstotliwości. Jest to k r y t e r i u m N y q u i s t a, zgodnie z którym wzmacniacz będzie stabilny, jeżeli wykres iloczynu $K\beta(j\omega)$ w zakresie częstotliwości od $-\infty$ do $+\infty$ nie obejmuje punktu o współrzędnych $(-1, j0)$. Jest to więc wykres biegunowy funkcji wzmocnienia pętli otwartej, zawierający informacje dotyczące zarówno modułu, jak i kąta przesunięcia fazowego. Informacje te można przedstawić również na oddzielnych wykresach modułu wzmocnienia wyrażonego w decybelach i kąta przesunięcia fazowego w funkcji częstotliwości, przy czym skala częstotliwości jest zwykle też logarytmiczna. Taka para charakterystyk, przykładowo pokazana na rys. 2.15,



2.15. Wykresy Bodego
K_0, Φ_0 — wzmocnienie i faza przy małych i średnich częstotliwościach, K_m, Φ_m — marginesy wzmocnienia i fazy

nosi nazwę w y k r e s ó w B o d e g o. W zakresie częstotliwości małych i średnich wzmocnienie wzmacniacza K_0 pozostaje w zasadzie stałe, a przesunięcie fazy wynosi $\Phi_0 = 0°$. Przy przejściu w zakres większych częstotliwości maleje moduł wzmocnienia i zwiększa się przesunięcie fazy. Najprostsze kryterium stabilności sprowadza się więc do wymagań:

a) jeśli wzmocnienie pętli jest większe od 0 dB, to całkowite przesunięcie fazy w pętli musi być mniejsze od 180°,
b) jeśli przesunięcie fazy jest równe 180°, to wzmocnienie pętli musi być mniejsze od 0 dB.

Wartość, o jaką przesunięcie fazowe jest mniejsze od 180° dla częstotliwości $f_1 = \omega_1/2\pi$ jest nazywana m a r g i n e s e m f a z y Φ_m, wartość zaś o jaką wzmocnienie jest mniejsze od 0 dB przy częstotliwości $f_p = \omega_p/2\pi$, dla której przesunięcie fazy jest równe 180° — nazywana jest m a r g i n e s e m w z m o c n i e n i a K_m.

Wartości obu tych marginesów pozwalają ocenić stabilność wzmacniacza i jego przydatność w konkretnym układzie. Dla przykładu, wzmacniacze liniowe

o dobrej stabilności wymagają marginesów nie mniejszych niż 10 dB i 50° (np. ze względu na rozrzuty parametrów wzmacniacza i elementów układu).

Wykresy Bodego są od siebie wzajemnie zależne i w wielu przypadkach wystarczy rozpatrzyć tylko jeden z nich — np. moduł wzmocnienia w funkcji częstotliwości. Ta współzależność wynika z zasady, że niemożliwe jest otrzymanie sygnału wyjściowego (skutku) bez podania sygnału wejściowego (przyczyny). A zatem dochodzi się do tzw. związków Bodego w zastosowaniu do układów minimalnofazowych*). Z zależności tych wynika, że w zakresie częstotliwości, w którym moduł wzmocnienia zmienia się z szybkością $\pm n \cdot 20$ dB/dekadę (czyli $\pm n \cdot 6$ dB/oktawę — tzn. o $\pm n \cdot 6$ dB przy podwojeniu częstotliwości), faza musi się zmieniać o $\pm n \cdot \frac{\pi}{2}$ (gdzie $n = 1, 2, \ldots$). Należy przy tym zaznaczyć, że wzmacniacze operacyjne należą do grupy układów minimalnofazowych i ich charakterystyki amplitudowe i fazowe są powiązane zależnościami Bodego.

Aby zinterpretować powyższe związki Bodego w odniesieniu do stabilności układu wzmacniacza należy przyjąć, że dla spełnienia warunku $0 < \Phi < 180°$ (rys. 2.15) szybkość zmiany modułu wzmocnienia musi zawierać się w pewnych określonych granicach. W zakresie średnich częstotliwości $\Phi_0 = 0°$. Odchylenia fazy spowodowane zmianami wartości $|K(j\omega)|$ od warunku $\Phi_0 = 0°$ muszą być mniejsze od $\pm 180°$ w zakresie częstotliwości, dla których $|K(j\omega)| \geqslant 0$ dB. A zatem szybkość spadku modułu wzmocnienia w zakresie dużych częstotliwości (i wzrostu w zakresie małych częstotliwości) nie powinna być większa niż 12 dB/oktawę. W zakresie tych częstotliwości powstają odchylenia o 180° od wartości Φ_0 dla średnich częstotliwości, co sprowadza układ do zerowej fazy (0 lub 360°) i jest przyczyną niestabilności.

W praktyce, aby zachować duże wzmocnienie pętli — co daje znane korzyści z zastosowania sprzężenia zwrotnego — i uniknąć niestabilności na krańcach pasma, należy zapewnić długie i powolne opadanie charakterystyki $|K(j\omega)|$.

Oba kryteria stabilności: Nyquista i Bodego są sobie równoważne, ponieważ punkt krytyczny o współrzędnych $(-1, j0)$ odpowiada wzmocnieniu równemu 0 dB i kątowi fazowemu 180°. Wygodniejsze i wystarczające są jednak charakterystyki modułu wzmocnienia Bodego (najczęściej asymptotyczne), ponieważ są łatwe do wykonania i proste w użyciu — dla danej pętli sprzężenia zwrotnego oraz mogą być łączone w charakterystyki wypadkowe, bo przy skalach decybelowych wartości modułów dodaje się.

W przypadku wzmacniacza jednostopniowego o charakterystyce pokazanej na rys. 2.16, w którym opadanie charakterystyki jest spowodowane przez jedną stałą czasową obwodu dolnoprzepustowego (rys. 2.17), dla $\omega > \omega_g$ moduł $|K(j\omega)|$ opada z szybkością -6 dB/oktawę. Związane z nim przesunięcie fazowe

---

*) Przy użyciu funkcji przenoszenia $T(s)$ zapisanej w odniesieniu do częstotliwości zespolonej dla pobudzenia sinusoidalnego, układ jest minimalnofazowy wtedy i tylko wtedy, gdy $T(s)$ nie ma żadnego zera w prawej półpłaszczyźnie zmiennej zespolonej s.

dąży do $-90°$, a więc faza Φ zaczynając od wartości 0° w środku pasma zmienia się o mniej niż 180° i układ jest bezwarunkowo stabilny.

Funkcja przenoszenia układu (charakterystyka częstotliwościowa układu z otwartą pętlą) jest funkcją jednobiegunową:

$$K(j\omega) = \frac{K_0}{1+j\frac{\omega}{\omega_g}} \tag{2.28}$$

gdzie:

K_0 — wzmocnienie przy $\omega = 0$,

ω_g — pulsacja, przy której wzmocnienie K maleje o 3 dB w stosunku do K_0.

Moduł i argument wzmocnienia wyrażają się wzorami:

$$|K(j\omega)|_{dB} = 20\lg \frac{K_0}{\sqrt{1+\left(\frac{\omega}{\omega_g}\right)^2}} \tag{2.29}$$

$$\Phi = -\text{arc tg}\frac{\omega}{\omega_g} \tag{2.30}$$

W celu zilustrowania wpływu charakterystyki częstotliwościowej z otwartą pętlą na wzmocnienie z zamkniętą pętlą podstawmy wyrażenie (2.28) do równania (2.21). W wyniku otrzymuje się:

$$K_S(j\omega) = -\frac{1}{\beta}\left[\frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_g}}\right] \tag{2.31}$$

Porównując części rzeczywiste i urojone w (2.31) można otrzymać wyrażenie na stosunek pasm wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym i wzmacniacza bez sprzężenia:

$$1+\frac{1}{K_0\beta} = \frac{B_S/B}{K_0\beta} \tag{2.32}$$

gdzie:

$$B_S = \omega_{gS},\quad B = \omega_g$$

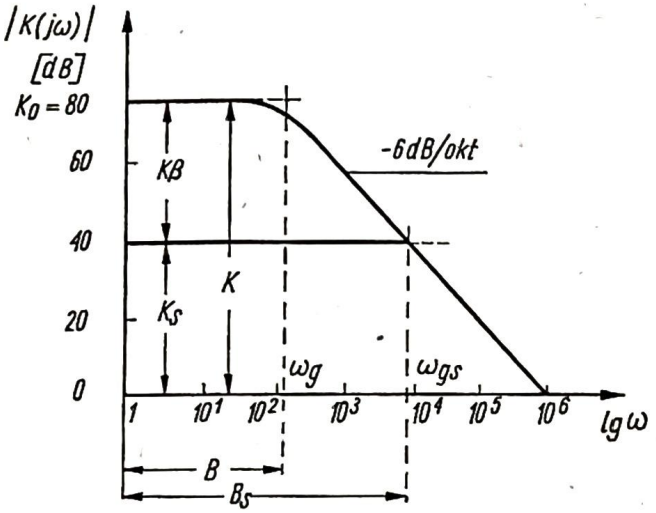
A zatem:

$$B_S = B(1+K_0\beta) \quad \text{oraz} \quad K_S B_S = K_0 B = \text{const} \tag{2.33}$$

co oznacza, że pasmo wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym jest większe niż pasmo bez sprzężenia o wartość $BK_0\beta$ (rys. 2.16).

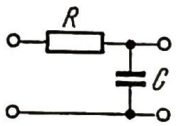
Chcąc zapobiec wzbudzeniu się układu i zwiększyć sprzężenie zwrotne bez obawy powstania oscylacji należy zastosować odpowiednią kompensację częstotliwościową. Jak wynika z przeprowadzonych rozważań, kompensacja powinna powodować zmniejszanie wzmocnienia w tych zakresach częstotliwości, w których przesunięcie fazy jest duże lub zmniejszanie przesunięcia fazowego przy dużych częstotliwościach powodując jego zwiększanie w zakresie

małych częstotliwości. Technika kompensacji częstotliwościowej polega w zasadzie na przyłączaniu elementów kompensujących R, C do odpowiednich punktów wewnętrznych wzmacniacza. Monolityczne wzmacniacze operacyjne mają do tego



2.16. Charakterystyka wzmacniacza jednostopniowego o jednobiegunowej charakterystyce przenoszenia

B — szerokość pasma bez sprzężenia, B_S — szerokość pasma ze sprzężeniem (jednostki na osi rzędnych i odciętych mają charakter przykładowy)



2.17. Prosty dolnoprzepustowy układ RC

celu odpowiednie końcówki wyprowadzone stałoprądowo na zewnątrz (wykonane w procesie produkcji). Najczęściej firma produkująca dany wzmacniacz daje ścisłe wskazówki jak przeprowadzać kompensację częstotliwościową. Możliwości tych jest zwykle wiele, a wybór kompensacji zależy od sposobu wykorzystania wzmacniacza i związanych z tym wymagań użytkowych.

Metody kompensacji zostaną omówione na przykładzie konkretnego wzmacniacza operacyjnego w jednym z dalszych punktów.

2.5.3
WPŁYW NIEZRÓWNOWAŻENIA WZMACNIACZA I JEGO DRYFU

W idealnym wzmacniaczu operacyjnym przy zerowej różnicy napięć wejściowych napięcie na wyjściu powinno być także równe zeru. We wzmacniaczu rzeczywistym niestety tak nie jest.

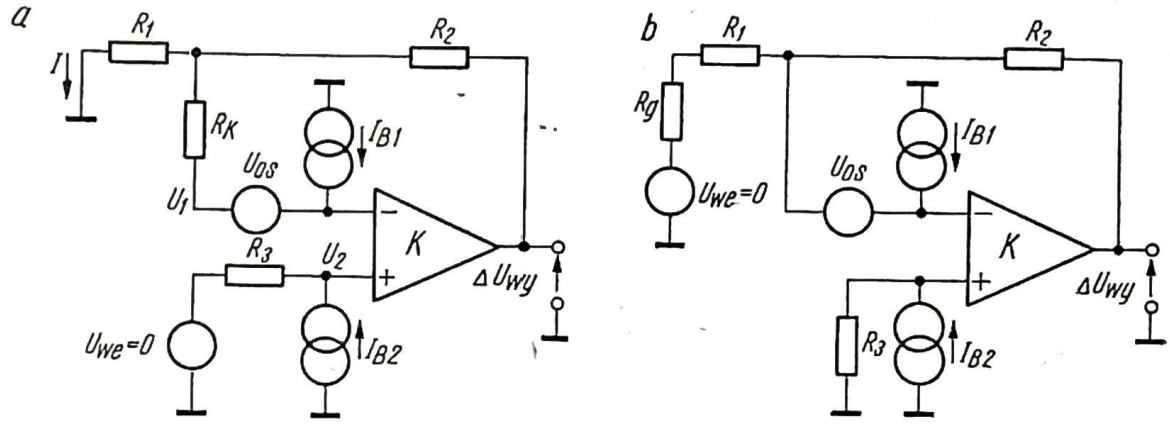
Niezrównoważenie wzmacniacza operacyjnego pochodzi z dwóch niezależnych źródeł: wejściowego napięcia niezrównoważenia U_{os} oraz wejściowego prądu niezrównoważenia I_{os}.

Wejściowe napięcie niezrównoważenia U_{os} jest równe napięciu, które należy doprowadzić do wejść wzmacniacza z otwartą pętlą, aby na wyjściu uzyskać napięcie równe zeru. Napięcie to powstaje na skutek istnienia pewnej niesymetrii wejściowego stopnia wzmacniacza, która polega m.in. na nierówności napięć baza-emiter lub bramka-źródło pary tranzystorów wejściowych. Dzięki odpowiednim zabiegom technologicznym przy produkcji, napięcie niezrównoważenia jest na ogół niewielkie (rzędu miliwoltów).

Prawidłowe działanie wzmacniacza operacyjnego wymaga przepływu w końcówkach wejściowych prądów I_{B1} i I_{B2}, polaryzujących stopień wejściowy wzmacniacza. W większości wzmacniaczy operacyjnych wartości obu prądów polaryzujących jak również ich współczynników cieplnych są prawie jednakowe. Róż-

nica prądów polaryzujących, nazywana wejściowym prądem niezrównoważenia $I_{os} = I_{B1} - I_{B2}$, jest zwykle znacznie mniejsza od prądów polaryzujących.

Wpływ napięcia i prądu niezrównoważenia na pracę układu ze sprzężeniem zwrotnym można rozważyć na przykładzie wzmacniacza nieodwracającego, przedstawionego na rys. 2.18a. Napięcie niezrównoważenia reprezentuje źródło



2.18. Schemat zastępczy wzmacniacza operacyjnego z uwzględnieniem źródeł niezrównoważenia

a — wzmacniacz nieodwracający, b — wzmacniacz odwracający

napięciowe U_{os}, istnienie zaś prądów polaryzujących uwidoczniono symbolicznie w postaci źródeł prądowych I_{B1} i I_{B2}. Rezystor R_K włączono w celu pokazania jednego ze sposobów zredukowania do zera wyjściowego napięcia niezrównoważenia. Mimo że napięcie wejściowe $U_{we} = 0$, na wyjściu — w wyniku istnienia źródeł niezrównoważenia — pojawia się wyjściowe napięcie niezrównoważenia ΔU_{wy}. Zgodnie z oznaczeniami na rys. 2.18a można napisać, że napięcie różnicowe U_R jest równe:

$$U_R = U_2 - U_1 \pm U_{os} \tag{2.34}$$

oraz odpowiednio napięcia U_1 i U_2 na wejściach:

$$U_1 = IR_1 - I_{B1}R_K, \quad U_2 = -I_{B2}R_3$$

Z drugiej strony można obliczyć, że:

$$U_1 = -I_{B1}\left(R_K + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\right) + \frac{\Delta U_{wy} R_1}{R_1 + R_2}$$

gdzie ΔU_{wy} jest wyjściowym napięciem niezrównoważenia.

Wychodząc z założenia, że $U_{we} = 0$ otrzymuje się również, że:

$$\Delta U_{wy} = KU_R \tag{2.35}$$

Podstawiając do (2.35) wyrażenia na U_R, U_1 i U_2 napięcie ΔU_{wy} wynosi:

$$\Delta U_{wy} = K\left[-I_{B2}R_3 + I_{B1}\left(R_K + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\right) - \frac{\Delta U_{wy} R_1}{R_1 + R_2} \pm U_{os}\right]$$

Odpowiednio przekształcając otrzymuje się:

$$\Delta U_{wy}[1 + K\beta] = K\left[I_{B1}\left(R_K + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\right) - I_{B2}R_3 \pm U_{os}\right]$$

gdzie: $\beta = \dfrac{R_1}{R_1+R_2}$

Jeśli $K \gg \dfrac{1}{\beta}$, to

$$\Delta U_{wy} \approx \frac{1}{\beta}\left[I_{B1}\left(R_K + \frac{R_1 R_2}{R_1+R_2}\right) - I_{B2} R_3 \pm U_{os}\right] \tag{2.36}$$

Równanie (2.36) jest przydatne zarówno do obliczenia statycznego wyjściowego napięcia niezrównoważenia, jak też do określania dryfu wyjściowego napięcia niezrównoważenia przy zmianach prądów polaryzujących i wejściowego napięcia niezrównoważenia — z temperaturą i przy zmianie napięć zasilających.

W celu zminimalizowania błędu spowodowanego prądami polaryzującymi, należy dobrać jednakowe wartości współczynników występujących przy I_{B1} i I_{B2} w równaniu (2.36), skąd wynika wartość R_3:

$$R_3 = R_K + \frac{R_1 R_2}{R_1+R_2} \tag{2.37}$$

Praktycznie oznacza to równość rezystancji widzianych z zacisków wejściowych wzmacniacza do masy. Wówczas wyjściowe napięcie niezrównoważenia wynosi:

$$\Delta U_{wy} = \frac{1}{\beta}(I_{os} R_3 \pm U_{os}) \tag{2.38}$$

Zminimalizowanie napięcia ΔU_{wy} ze względu na prąd niezrównoważenia nie zmienia faktu, że napięcie niezrównoważenia U_{os} jest w dalszym ciągu wzmacniane w układzie wzmacniacza. Jeden ze sposobów kompensacji napięcia U_{os} polega na takim dobraniu wartości wprowadzonego uprzednio rezystora R_K (zakładając $\Delta U_{wy} = 0$), aby napięcie:

$$U_{os} = \pm\left[I_{B1}\left(R_K + \frac{R_1 R_2}{R_1+R_2}\right) - I_{B2} R_3\right] \tag{2.39}$$

sprowadzić do wartości bliskiej zeru. Ten sam efekt uzyskuje się przez zmianę wartości rezystora R_3, umieszczonego szeregowo z wejściem nieodwracającym. Opisana powyżej metoda kompensacji napięcia U_{os} za pomocą napięć otrzymanych pod wpływem prądów polaryzujących nie jest oczywiście jedyna. Inna metoda polega na bezpośrednim wprowadzeniu szeregowo z wejściem napięcia kompensującego i jest opisana w jednym z następnych punktów.

Rozpatrując w podobny sposób układ wzmacniacza odwracającego przedstawiony na rys. 2.18b, otrzymuje się:

$$\Delta U_{wy} \approx \frac{1}{\beta}\left[I_{B2} R_3 - I_{B1}\,\frac{R_2(R_1+R_g)}{R_1+R_2+R_g} \pm U_{os}\right] \tag{2.40}$$

gdzie

$$\beta = \frac{R_1+R_g}{R_2+R_2+R_g}$$

Wprowadzając prąd niezrównoważenia I_{os} otrzymuje się:

$$\Delta U_{wy} = \frac{1}{\beta}\left[I_{os}\,\frac{R_2(R_1+R_g)}{R_1+R_2+R_g} \pm U_{os}\right]$$

lub

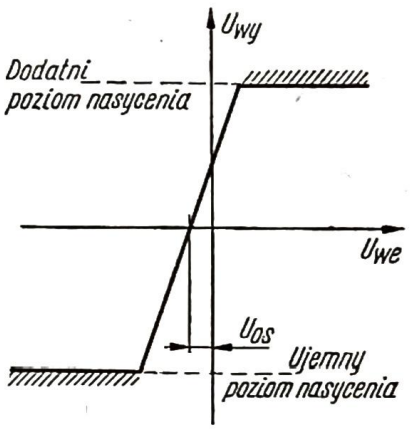
$$\Delta U_{wy} = \frac{1}{\beta} K_S(I_{os} R_3 \pm U_{os}) \tag{2.41}$$

gdzie:

$I_{os} = |I_{B1} - I_{B2}|$ oraz dobrano $R_3 = \frac{R_2(R_1 + R_g)}{R_1 + R_2 + R_g}$ w celu zminimalizowania błędu spowodowanego prądami polaryzującymi. Ostatecznie wyjściowe napięcie niezrównoważenia jest równe:

$$\Delta U_{wy} = \pm \left(1 + \frac{R_2}{R_1 + R_g}\right) U_{os} + R_2 I_{os} \tag{2.42}$$

Na rys. 2.19 przedstawiono charakterystykę $U_{wy} = f(U_{we1} - U_{we2})$ wzmacniacza operacyjnego, na której uwzględniono wpływ wejściowego napięcia niezrównoważenia U_{os}.



2.19. Charakterystyka $U_{wy} = f(U_{we1} - U_{we2})$ z zaznaczeniem wejściowego napięcia niezrównoważenia

Należy również zaznaczyć, że niezrównoważenie, które powstaje na wyjściu wzmacniacza, jest niezależne od konfiguracji układu (patrz rys. 2.18a, b oraz równania 2.38 i 2.41).

Napięcie i prąd niezrównoważenia oraz ich dryfy (cieplny, czasowy, w funkcji napięcia zasilania) należą do najważniejszych źródeł błędu we wzmacniaczach operacyjnych. Dla przykładu, współczynnik cieplny wejściowego napięcia niezrównoważenia jest rzędu 10 μV/°C, a prądu niezrównoważenia — rzędu 1 nA/°C.

2.5.4
WPŁYW NIEDOSKONAŁEGO TŁUMIENIA SYGNAŁU NIERÓŻNICOWEGO

W idealnym wzmacniaczu operacyjnym wzmacniany powinien być tylko sygnał różnicowy, a nie sygnał nieróżnicowy (wspólny) podawany na oba wejścia równocześnie. W praktyce wzmocnienia wejścia odwracającego i nieodwracającego różnią się nieco, co wynika z niedoskonałej symetrii stopni różnicowych wzmacniacza. W rezultacie, sygnał nieróżnicowy ulega pewnemu wzmocnieniu, będącemu stosunkiem zmiany napięcia wyjściowego do zmiany wejściowego napięcia nieróżnicowego (na obu wejściach zwartych):

$$K_W = \frac{\Delta U_{wy}}{\Delta U_W} \tag{2.43}$$

gdzie:

K_W — wzmocnienie sygnału nieróżnicowego,

ΔU_{wy} — zmiana napięcia wyjściowego,

ΔU_W — zmiana wejściowego napięcia nieróżnicowego.

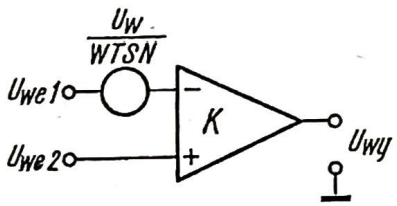
W celu scharakteryzowania pracy wzmacniacza przy podaniu sygnału nieróżnicowego, wprowadzono współczynnik tłumienia sygnału nieróżnicowego:

$$\text{WTSN} = 20 \lg \frac{K}{K_W} \quad [\text{dB}] \tag{2.44}$$

Błąd wynikający z istnienia skończonej wartości współczynnika WTSN można zobrazować schematycznie w sposób pokazany na rysunku 2.20. Napięcie wyjściowe wzmacniacza z otwartą pętlą, na którego wejścia podaje się napięcia U_{we1} i U_{we2}, jest równe:

$$U_{wy} = K\left[(U_{we1} - U_{we2}) + \frac{U_W}{\text{WTSN}}\right] \tag{2.45}$$

gdzie U_W jest napięciem sygnału nieróżnicowego. Składnik $\frac{U_W}{\text{WTSN}}$ wzoru (2.45) jest reprezentowany na schemacie zastępczym wzmacniacza przez źródło napięciowe.



2.20. Schemat zastępczy wzmacniacza operacyjnego z uwzględnieniem współczynnika WTSN

W przypadku gdy wejścia wzmacniacza nie są zwarte ze sobą, jako napięcie U_W przyjmuje się średnią arytmetyczną obu napięć wejściowych:

$$U_W = \frac{U_{we1} + U_{we2}}{2}$$

Tak więc zależność (2.45) przyjmuje postać:

$$U_{wy} = K\left[(U_{we1} - U_{we2}) + \frac{U_{we1} + U_{we2}}{2\ \text{WTSN}}\right] \tag{2.46}$$

Błędy powstające na skutek wzmacniania sygnału nieróżnicowego mają istotne znaczenie w tych układach, w których korzysta się z obu wejść, jak np: wzmacniaczach nieodwracających, różnicowych, wtórnikach napięciowych i innych. Odpowiednia zmiana wzmocnienia K_S dla wzmacniacza nieodwracającego (rys. 2.7) jest równa:

$$K_S = \frac{1}{\beta}\left(\frac{1}{1 + \frac{1}{K\beta}}\right)\left(1 + \frac{1}{\text{WTSN}}\right) \tag{2.47}$$

gdzie $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$, a w przypadku wtórnika napięciowego (rys. 2.8):

$$K_S = \frac{1 - \frac{1}{\text{WTSN}}}{1 + \frac{1}{K}} \tag{2.48}$$

Współczynnik WTSN jest najczęściej podawany w dB i jego typowa wartość wynosi około 90 dB. Należy również pamiętać, że współczynnik tłumienia sygnału nieróżnicowego jest zależny od temperatury i od częstotliwości sygnału wejściowego.

Wybór wzmacniacza operacyjnego o odpowiedniej wartości współczynnika WTSN zależy przede wszystkim od przewidywanego zastosowania wzmacniacza.

Przykładowo rozważmy przypadek, gdy wzmacniacz operacyjny o wzmocnieniu napięciowym $K = 60$ dB i stosunkowo niedużym współczynniku WTSN = = 60 dB pracuje jako komparator. Jeżeli sygnał wejściowy będzie porównywany z 1 V napięciem odniesienia, to przy zrównaniu napięć na obydwu wejściach wzmacniacza napięcie sygnału nieróżnicowego U_W będzie równe 1 V. Tak więc na wyjściu wzmacniacza pojawi się niepożądane napięcie o wartości:

$$U_{wy} = K \cdot \frac{U_W}{\text{WTSN}} = 1\,\text{V}$$

Z tego względu, współczynnik WTSN powinien być przynajmniej o 20 dB większy niż wzmocnienie napięciowe wzmacniacza.

W innym przypadku załóżmy, że należy wzmocnić sygnał 10 mV z dokładnością 0,1% — określoną przez skończoną wartość współczynnika WTSN. Powstaje więc pytanie: jakie powinno być WTSN_{min}, jeśli $U_{W\,\text{max}} = 10$ V? Ponieważ $\Delta U_R = 0{,}1\%$ od 10 mV, tj. wynosi 10 μV, więc

$$\text{WTSN}_{\text{min}} = \frac{\frac{\Delta U_{wy}}{\Delta U_R}}{\frac{\Delta U_{wy}}{\Delta U_W}} = \frac{\Delta U_W}{\Delta U_R} = \frac{10\,\text{V}}{10^{-5}\,\text{V}} = 10^6\,\frac{\text{V}}{\text{V}}$$

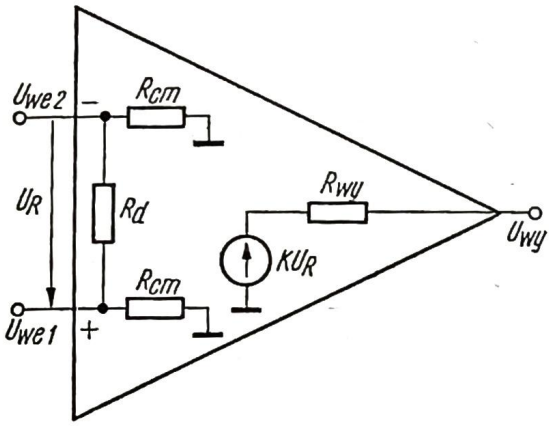
A zatem, współczynnik tłumienia musi być równy 120 dB, aby osiągnąć założoną dokładność.

2.5.5
WPŁYW SKOŃCZONEJ WARTOŚCI REZYSTANCJI WEJŚCIOWEJ I NIEZEROWEJ REZYSTANCJI WYJŚCIOWEJ

Nieidealny wzmacniacz operacyjny nie ma nieskończenie dużej rezystancji wejściowej i zerowej rezystancji wyjściowej. Rezystancja wejściowa składa się z rezystancji wejściowej różnicowej R_d (między końcówkami wejściowymi wzmacniacza) oraz rezystancji wejściowej nieróżnicowej R_{cm} z każdego wejścia do masy. Rezystancja wyjściowa wzmacniacza operacyjnego jest równa R_{wy}. Schemat

zastępczy wzmacniacza operacyjnego z uwzględnieniem rezystancji wejściowych i wyjściowej pokazano na rys. 2.21.

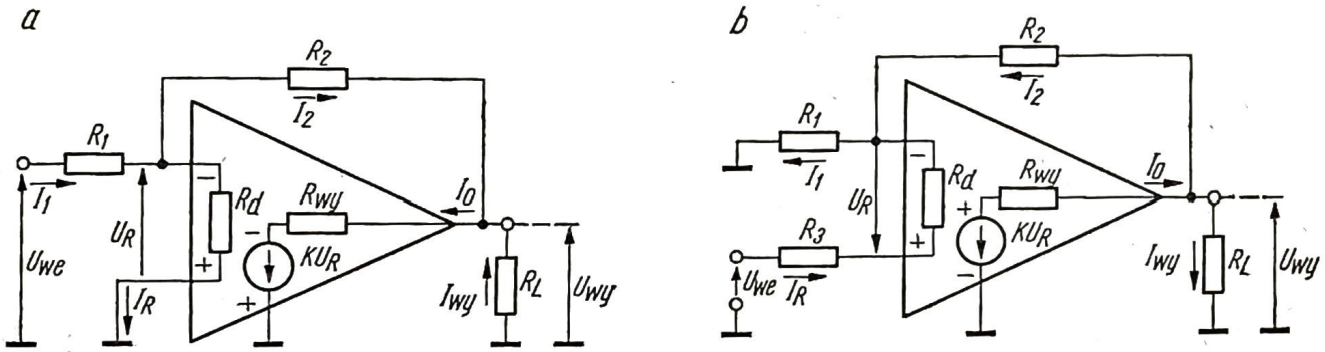
Rezystancje wejściowa i wyjściowa wzmacniacza są przyczyną zmniejszania wzmocnienia z zamkniętą pętlą wraz ze wszystkimi konsekwencjami wynikającymi z tego faktu. Nowoczesne wzmacniacze operacyjne są tak zaprojektowane, że $R_{cm} \gg R_d$ i rozważając wpływ rezystancji wejściowej na pracę wzmacniacza można uwzględnić tylko rezystancję R_d.



2.21. Schemat zastępczy wzmacniacza operacyjnego z uwzględnieniem rezystancji wejściowych i wyjściowej

2.22. Wzmacniacz operacyjny z uwzględnieniem rezystancji wejściowej i wyjściowej

a — w układzie odwracającym,
b — w układzie nieodwracającym



Rozważmy wzmacniacz odwracający przedstawiony na rys. 2.22a. Wychodząc z następujących równań:

$$\left.\begin{aligned} U_{we} - U_R &= R_1 I_1 \\ U_{wy} - U_R &= -R_2 I_2 \\ U_R &= R_d I_R \\ I_1 &= I_R + I_2 \\ I_{wy} &= I_0 - I_2 \\ U_{wy} &= -R_L I_{wy} \\ U_{wy} &= R_{wy} I_0 - K U_R \end{aligned}\right\} \qquad (2.49)$$

po odpowiednich przekształceniach można obliczyć wzmocnienie napięciowe układu:

$$K_S = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = -\frac{R_2}{R_1}\left[\frac{R_1 - \frac{R_{wy}}{K}\cdot\frac{R_1}{R_2}}{R_1 + \frac{R_{wy}}{K}\left(1+\frac{R_1}{R_d}\right) + \frac{1}{K}\left(1+\frac{R_{wy}}{R_L}\right)\left(R_1 + R_2 + \frac{R_1 R_2}{R_d}\right)}\right] \qquad (2.50)$$

Ze wzoru (2.50) widać, że jeśli $K \to \infty$, to

$$K_S \approx -\frac{R_2}{R_1}$$

Jeżeli natomiast $R_d \to \infty$ i $R_{wy} = 0$, to

$$K_S = -\frac{R_2}{R_1}\left[\frac{1}{1+\frac{1}{K}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)}\right]$$

i otrzymuje się wzór na wzmocnienie wzmacniacza odwracającego ze skończoną wartością wzmocnienia przy otwartej pętli (wzór 2.24).

Rezystancja wejściowa układu z rys. 2.22a jest równa:

$$R_{weS} = R_1 + \frac{1}{\frac{1}{R_d} + \frac{R_{wy}+R_L(1+K)}{(R_{wy}+R_L)R_2+R_{wy}R_L}} \tag{2.51}$$

Jeżeli $K \to \infty$, to $R_{weS} \approx R_1$.

Rezystancja wyjściowa jest równa:

$$R_{wyS} = R_{wy}\left[\frac{1}{1+\frac{R_d(R_{wy}+KR_1)+R_1R_{wy}}{R_d(R_1+R_2)+R_1R_2}}\right] \tag{2.52}$$

Jeżeli $K \to \infty$, to $R_{wyS} \approx 0$. Jeśli natomiast $KR_1 \gg R_{wy}$ i $R_d \to \infty$, to

$$R_{wyS} \approx R_{wy}\frac{1}{1+K\frac{R_1}{R_1+R_2}} = \frac{R_{wy}}{1+K\beta}$$

tzn. rezystancja wyjściowa wzmacniacza przy zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego jest redukowana przez wzmocnienie pętli.

Na przykład, biorąc wzmacniacz operacyjny μA 741, który ma $R_{wy} = 75\,\Omega$ i $K = 2 \cdot 10^5$ oraz przyjmując, że $R_1 = 1$ kΩ i $R_2 = 10$ kΩ — otrzymuje się $R_{wyS} \approx 0{,}004\,\Omega$.

W przypadku wzmacniacza nieodwracającego podanego na rys. 2.22b, wychodząc z następujących równań:

$$\left.\begin{aligned} U_{we} &= (R_3+R_d)I_R+R_1I_1 \\ U_{wy} &= R_LI_{wy} \\ U_{wy} &= R_2\,I_2+R_1I_1 \\ U_{wy} &= KU_R-R_{wy}I_0 \\ U_R &= R_d\,I_R \\ I_2 &= I_1-I_R \\ I_0 &= I_2+I_{wy} \end{aligned}\right\} \tag{2.53}$$

gdzie R_3 jest rezystancją źródła sygnału, po odpowiednich przekształceniach wzmocnienie napięciowe układu można obliczyć z zależności:

$$K_S = \frac{U_{wy}}{U_{we}} =$$

$$= \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_1 + \dfrac{R_{wy}R_1^2}{KR_d(R_1+R_2)}}{R_1 + \dfrac{R_{wy}}{K}\left(1+\dfrac{R_1}{R_d}\right) + \dfrac{1}{K}\left(1+\dfrac{R_{wy}}{R_L}\right)\left[(R_1+R_2)\left(1+\dfrac{R_3}{R_d}\right)+\dfrac{R_1R_2}{R_d}\right]} \tag{2.54}$$

Ze wzoru (2.54) widać, że jeśli $K \to \infty$, to

$$K_S \approx 1+\frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{\beta}$$

Jeżeli natomiast $R_d \to \infty$ i $R_{wy} = 0$, to

$$K_S = \left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)\left[\frac{1}{1+\dfrac{1}{K}\left(1+\dfrac{R_2}{R_1}\right)}\right]$$

i otrzymuje się wzór na wzmocnienie wzmacniacza nieodwracającego ze skończoną wartością wzmocnienia przy otwartej pętli (wzór 2.26).

Rezystancja wejściowa układu z rys. 2.22b jest równa:

$$R_{weS} = R_d + R_1\left[\frac{1}{1-\dfrac{KR_dR_L-(R_{wy}+R_L)R_1-\dfrac{R_3}{R_1}R_{wy}R_L}{KR_dR_L+(R_{wy}+R_L)R_2+R_{wy}R_L-\dfrac{R_3}{R_1}R_{wy}R_L}}\right] \tag{2.55}$$

Jeżeli $K \to \infty$, to

$$R_{weS} \approx R_dK\beta \to \infty$$

tzn. rezystancja wejściowa ze sprzężeniem zwrotnym jest równa iloczynowi rezystancji wejściowej różnicowej i wzmocnienia pętli.

Rezystancja wyjściowa jest równa:

$$R_{wyS} = R_{wy}\left[\frac{1}{1+\dfrac{R_d(R_{wy}+KR_1)+R_1R_{wy}}{(R_d+R_3)(R_1+R_2)+R_1R_2}}\right] \tag{2.56}$$

Jeżeli $K \to \infty$, to $R_{wyS} \approx 0$. Jeśli natomiast $KR_1 \gg R_{wy}$ i $R_d \to \infty$, to

$$R_{wyS} \approx R_{wy}\frac{1}{1+\dfrac{K}{1+\dfrac{R_2}{R_1}}} = \frac{R_{wy}}{1+K\beta}$$

czyli podobnie jak w układzie odwracającym.

Wpływ rezystancji R_d i R_{wy} na wzmocnienie układów przedstawionych na rys. 2.22 jest stosunkowo niewielki, ze względu na wartość tych rezystancji w obecnie wytwarzanych monolitycznych wzmacniaczach operacyjnych. Dla przykładu,

porównajmy wartości tych parametrów w trzech typowych wzmacniaczach produkowanych przez firmę Fairchild:

$$\mu A\ 709 \quad R_d = 250\ k\Omega, \quad R_{wy} = 150\ \Omega, \quad K = 45\,000$$
$$\mu A\ 741 \quad R_d = 2\ M\Omega, \quad R_{wy} = 75\ \Omega, \quad K = 2 \cdot 10^5$$
$$\mu A\ 740 \quad R_d = 10^{12}\ \Omega, \quad R_{wy} = 75\ \Omega, \quad K = 10^6$$

(wzmacniacz μA 740 ma stopień wejściowy zbudowany na tranzystorach polowych złączowych).

Przy dużych częstotliwościach, na skutek istnienia niewielkiej rozproszonej pojemności wejściowej (równolegle z rezystancją wejściową) oraz odpowiednich pojemności związanych z układem wejściowym, należy mówić o impedancji wejściowej, która maleje ze wzrostem częstotliwości i efekt ten należy wziąć pod uwagę.

2.5.6
WPŁYW SZUMÓW

W celu scharakteryzowania właściwości szumowych wzmacniacza operacyjnego podaje się zwykle równoważne wejściowe napięcie szumów U_{ni} oraz równoważne wejściowe prądy szumów I_{ni1}, I_{ni2}. O ile wejściowe napięcie i prąd niezrównoważenia oraz ich dryfy stanowiły składową stałą wejściową sygnałów błędu, o tyle równoważne napięcie i prądy szumów reprezentują składową zmienną wejściową sygnałów błędu—w stopniu wejściowym różnicowym wzmacniacza operacyjnego. Szumy generowane w stopniu wejściowym są powodem ograniczenia czułości wejściowej wzmacniacza operacyjnego.

Istnieją w zasadzie trzy źródła szumów związane z różnicowym stopniem wejściowym wzmacniacza operacyjnego. Są to szumy cieplne, szumy śrutowe oraz szumy strukturalne lub szumy typu $1/f$.

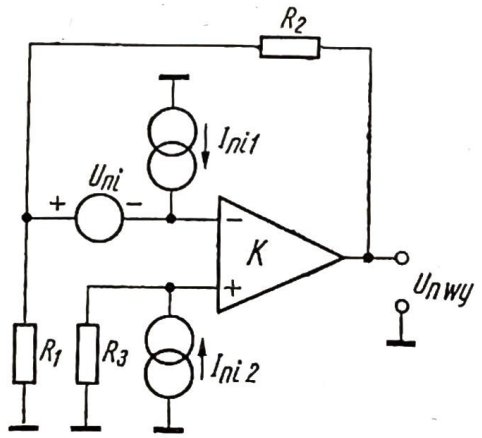
Równoważne wejściowe napięcie szumów U_{ni} jest równe takiej wartości napięcia szumów na wejściu różnicowym, jaka spowodowałaby odtworzenie szumów na wyjściu przy sprowadzeniu do zera wszystkich źródeł szumów we wzmacniaczu, gdy rezystancje wewnętrzne tych źródeł są równe zeru.

Równoważny wejściowy prąd szumów I_{ni} jest równy takiej wartości prądu szumów na każdym z wejść, jaka spowodowałaby odtworzenie szumów na wyjściu przy sprowadzeniu do zera wszystkich źródeł szumów we wzmacniaczu, gdy rezystancje wewnętrzne tych źródeł są znacznie większe od U_{ni}/I_{ni}.

Podając wartości U_{ni} i I_{ni} określa się jednocześnie szerokość pasma częstotliwości, w którym szumy były mierzone. Znając wartości U_{ni} i I_{ni} można obliczyć szumy wyjściowe wzmacniacza z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego. Na przykład w układzie wzmacniacza pokazanym na rys. 2.23 wyjściowe napięcie szumów U_{nwy} jest równe:

$$U_{nwy} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \sqrt{U_{ni}^2 + (R_3 I_{ni2})^2 + \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_{ni1}\right)^2} \tag{2.57}$$

Ze wzoru (2.57) wynika, że wejściowe napięcie szumów jest wzmacniane zgodnie ze wzmocnieniem układu, natomiast wpływ wejściowych prądów szumów jest istotny jedynie przy dużych wartościach rezystorów R_1, R_2 i R_3.



2.23. Źródła szumów we wzmacniaczu operacyjnym z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego

Typowe wartości równoważnego napięcia i prądu szumów dla wejściowego stopnia różnicowego zbudowanego na tranzystorach bipolarnych i z tranzystorami złączowymi FET (wartości skuteczne) odpowiednio wynoszą: 0,3 μA, 6,3 pA i 0,42 μV, 0,056 pA. Jednak prądy szumów (dla stopnia z tranzystorami bipolarnymi) oraz napięcie szumów (dla stopnia z tranzystorami złączowymi FET) rosną z uwagi na wzrost szumów typu $1/f$ w pasmie od 0 do 1 kHz.

2.5.7
PRAKTYCZNY SCHEMAT ZASTĘPCZY WZMACNIACZA OPERACYJNEGO

W punktach od 2.5.1 do 2.5.6 opisano wpływ różnych parametrów na właściwości wzmacniacza rzeczywistego, pracującego w podstawowym układzie ze sprzężeniem zwrotnym. Uwzględniając wpływ najbardziej istotnych parametrów, na rys. 2.24 przedstawiono bardzo wygodny i dość dokładny schemat zastępczy wzmacniacza operacyjnego. Schemat ten może być przydatny w pewnych konkretnych zastosowaniach przy kompensacji błędów wynikających z rozbieżności między przyjętym przy projektowaniu modelem idealnym a układem praktycznym.

Jako przykład rozpatrzmy układ wzmacniacza odwracającego przedstawiony na rys. 2.25, w którym przyjęto nieco uproszczony schemat zastępczy wzmacniacza operacyjnego. Napięcie wyjściowe można określić jako iloczyn trzech czynników:

$$U_{wy} = K_S \cdot U_R \cdot \frac{1}{1+\varepsilon}$$

gdzie:

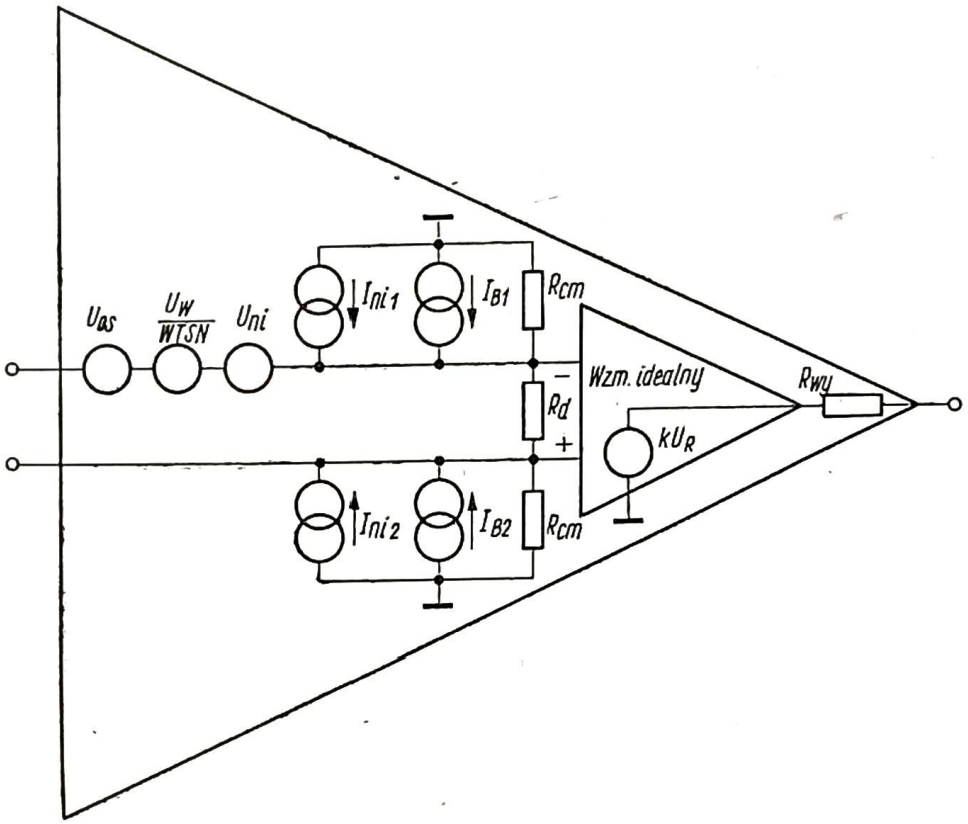
K_S — wzmocnienie napięciowe z zamkniętą pętlą,

U_R — wejściowe napięcie różnicowe,

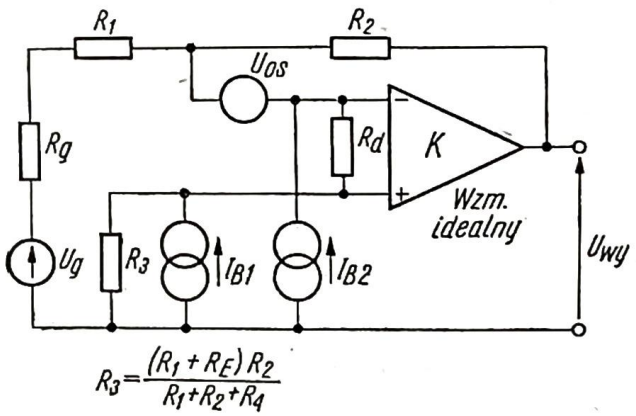
ε — błąd wzmocnienia.

Można wykazać, że:

$$U_{wy} = -\frac{R_2}{R_1+R_g}\left[U_g - U_{os}\frac{R_1+R_2+R_g}{R_2} - I_{B1}(R_1+R_g) + \right.$$
$$\left. + I_{B2}(R_1+R_g)\right]\left(\frac{1}{1+\frac{1}{K\beta}}\right) \qquad (2.58)$$



2.24. Schemat zastępczy rzeczywistego wzmacniacza operacyjnego



2.25. Schemat zastępczy wzmacniacza odwracającego

W równaniu (2.58) współczynnik sprzężenia zwrotnego jest równy:

$$\beta = \frac{1}{1+\frac{R_2(R_1+R_g+R_d+R_3)}{(R_1+R_g)(R_d+R_3)}} \cdot \frac{R_d}{R_d+R_3}$$

Wprowadzając prąd niezrównoważenia równy

$I_{os} = |I_{B2} - I_{B1}|$, otrzymuje się ostatecznie:

$$U_{wy} = -\frac{R_2}{R_1+R_g}\left[U_g - U_{os}\left(1+\frac{R_1}{R_2}+\frac{R_g}{R_2}\right)+I_{os}(R_1+R_g)\right]\left(\frac{1}{1+\frac{1}{K\beta}}\right) \tag{2.59}$$

Traktując wzmacniacz operacyjny jako czwórnik i przyjmując prąd wejściowy I_{we} oraz napięcie wyjściowe U_{wy} jako zmienne niezależne, można adoptować znane równania z parametrami hydrydowymi:

$$\begin{aligned} U_{we} &= h_{11} I_{we} + h_{12} U_{wy} \\ I_{wy} &= h_{21} I_{we} + h_{22} U_{wy} \end{aligned} \tag{2.60}$$

do analizy układu zastępczego wzmacniacza operacyjnego. Interpretacja parametrów h wynika bezpośrednio z równań (2.60) oraz schematu zastępczego wzmacniacza.

W przypadku wzmacniacza odwracającego otrzymuje się (rys. 2.22)

$$\left.\begin{aligned} U_R &= R_d I_{we} \\ I_{wy} &= \frac{KR_d}{R_{wy}} \cdot I_{we} + \frac{U_{wy}}{R_{wy}} \end{aligned}\right\} \tag{2.61}$$

skąd przez porównanie z równaniem (2.60) można określić elementy macierzy h:

$$\left.\begin{aligned} h_{11} &= R_d \\ h_{12} &= 0 \\ h_{21} &= K \cdot \frac{R_d}{R_{wy}} \\ h_{22} &= \frac{1}{R_{wy}} \end{aligned}\right\} \tag{2.62}$$

Dla wzmacniacza nieodwracającego elementy macierzy h można określić następująco:

$$\left.\begin{aligned} U_R &= R_d I_{we} \\ I_{wy} &= \frac{KR_d}{R_{wy}} \cdot I_{we} - \frac{U_{wy}}{R_{wy}} \end{aligned}\right\} \tag{2.63}$$

skąd

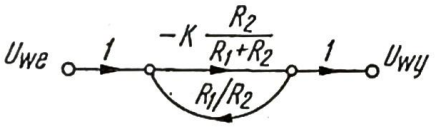
$$\left.\begin{aligned} h_{11} &= R_d \\ h_{12} &= 0 \\ h_{21} &= K \cdot \frac{R_d}{R_{wy}} \\ h_{22} &= -\frac{1}{R_{wy}} \end{aligned}\right\} \tag{2.64}$$

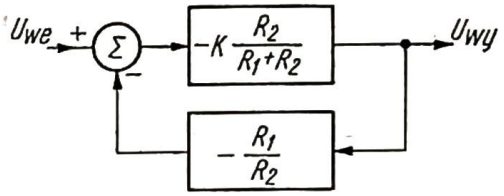
Zaletą opisu czwórnika za pomocą parametrów h jest to, że wielkości h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22} mają bezpośrednią interpretację fizyczną i mogą być dokładnie pomierzone. Oczywiście znając parametry h, łatwo jest przejść na parametry z lub y.

W pewnych przypadkach przydatna jest również znajomość opisu wzmacniacza operacyjnego za pomocą grafów przepływu sygnałów. Dla ułatwienia zakładając, że $R_d = \infty$ i $R_{wy} = 0$ otrzymuje się dla wzmacniacza odwracającego (rys. 2.2), w którym napięcia U_{we} i U_{wy} są powiązane zależnością:

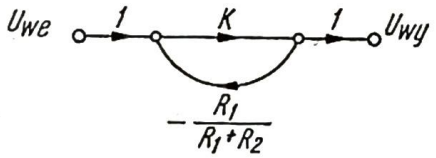
$$\frac{U_{wy}}{U_{we}} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{K}(R_1 + R_2)}$$

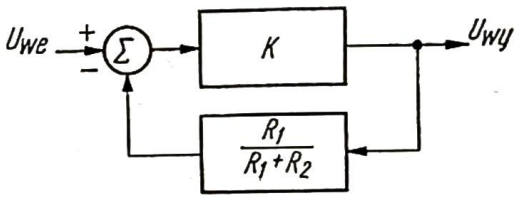
graf przepływu przedstawiony na rys. 2.26.





2.26. Graf przepływu dla wzmacniacza odwracającego





2.27. Graf przepływu dla wzmacniacza nieodwracającego

Odpowiedni graf przepływu dla wzmacniacza nieodwracającego (rys. 2.7), gdzie słuszna jest zależność:

$$\frac{U_{wy}}{U_{we}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{K}(R_1 + R_2)}$$

jest przedstawiony na rys. 2.27.

2.6
PARAMETRY WZMACNIACZY OPERACYJNYCH

Omawiając w p. 2.4 podstawowe układy pracy wzmacniacza operacyjnego zakładaliśmy, że jest to wzmacniacz idealny. Właściwości wzmacniaczy rzeczywistych stosowanych w praktyce są charakteryzowane parametrami, których znajomość umożliwia dobór odpowiedniego wzmacniacza do określonego zastosowania. W katalogach różnych firm można spotkać różne zestawy parametrów. Poniżej zostaną podane i omówione definicje najważniejszych parametrów stosowanych przez większość firm produkujących scalone wzmacniacze operacyjne.

WZMOCNIENIE NAPIĘCIOWE WZMACNIACZA Z OTWARTĄ PĘTLĄ (open loop voltage gain). Jest to stosunek zmiany napięcia wyjściowego do wywołującej ją zmiany różnicowego napięcia wejściowego:

$$K = \frac{\Delta U_{wy}}{\Delta(U_{we1} - U_{we2})} \tag{2.65}$$

Wzmocnienie K jest wyrażane w V/V lub dB i w scalonych wzmacniaczach operacyjnych wynosi od 10^3 do 10^8 V/V.

Na rys. 2.13 pokazano zależność napięcia wyjściowego od różnicowego napięcia wejściowego we wzmacniaczu operacyjnym z otwartą pętlą. Nachylenie tej charakterystyki w obszarze liniowym jest równe wzmocnieniu K. Nasycenia wynikają z ograniczeń spowodowanych konfiguracją układową i napięciami zasilającymi danego typu wzmacniacza.

WEJŚCIOWE NAPIĘCIE NIEZRÓWNOWAŻENIA (input offset voltage). W idealnym wzmacniaczu operacyjnym przy zerowej różnicy napięć wejściowych napięcie na wyjściu powinno być równe także zeru. W rzeczywistości zawsze istnieje pewna niesymetria wejściowego stopnia wzmacniacza operacyjnego. Z tego względu, aby uzyskać napięcie na wyjściu wzmacniacza z otwartą pętlą równe zeru, trzeba przyłożyć pewne napięcie między wejściami. To napięcie, przy rezystancjach wewnętrznych źródeł sygnału równych zeru, jest nazywane wejściowym napięciem niezrównoważenia U_{os} (input offset voltage). Dzięki odpowiedniemu projektowaniu i technologii jest ono niewielkie i wynosi kilka miliwoltów (rys. 2.19).

WSPÓŁCZYNNIK CIEPLNY WEJŚCIOWEGO NAPIĘCIA NIEZRÓWNOWAŻENIA. Jest to stosunek zmiany wejściowego napięcia niezrównoważenia do powodującej ją zmiany temperatury, wyrażony w μV/°C. Typowe wartości tego współczynnika mieszczą się w granicach od kilku do kilkudziesięciu μV/°C.

WEJŚCIOWE PRĄDY POLARYZUJĄCE (input bias currents) ORAZ WEJŚCIOWY PRĄD NIEZRÓWNOWAŻENIA (input offset current). Prawidłowe działanie wzmacniacza operacyjnego wymaga przepływu w końcówkach wejściowych prądów I_{B1} i I_{B2}, polaryzujących stopień wejściowy wzmacniacza.

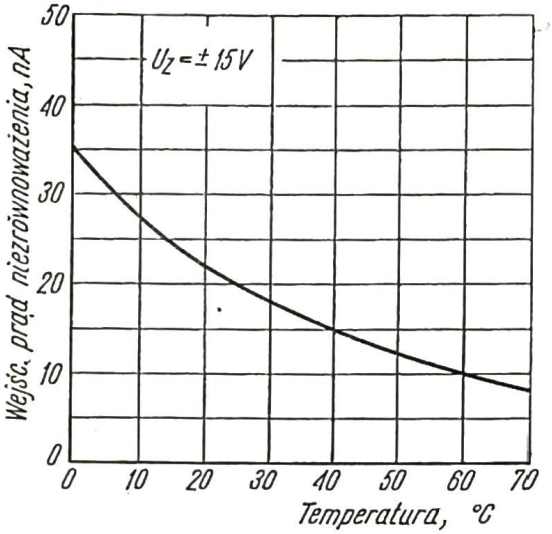
Wpływ obu prądów na pracę układu wzmacniacza jest taki, że mimo braku napięcia wejściowego na wyjściu pojawia się pewne napięcie, stanowiące błąd spowodowany istnieniem wejściowych prądów polaryzujących.

W większości wzmacniaczy operacyjnych wartości obu prądów polaryzujących, jak również ich współczynników cieplnych, są prawie jednakowe. Różnica prądów polaryzujących $I_{os} = I_{B1} - I_{B2}$ jest nazywana wejściowym prądem niezrównoważenia i jest zwykle znacznie mniejsza od prądów polaryzujących.

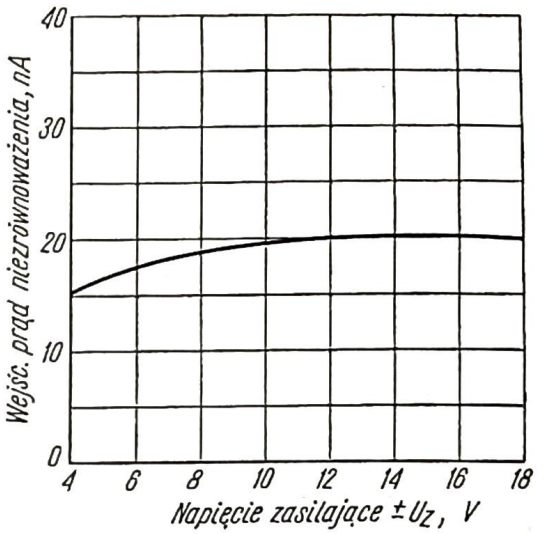
W katalogach jako wejściowy prąd polaryzujący podaje się na ogół średnią wartość obu prądów polaryzujących I_{B1} i I_{B2}.

Zarówno prąd polaryzujący, jak i prąd niezrównoważenia zależą od temperatury i od napięcia zasilającego. Na rysunkach 2.28, 2.29, 2.30 pokazano zależność I_{os} od temperatury i napięcia zasilającego oraz zależność prądu polaryzującego od temperatury we wzmacniaczu L 148 firmy SGS (odpowiednik wzmacniacza μA 748).

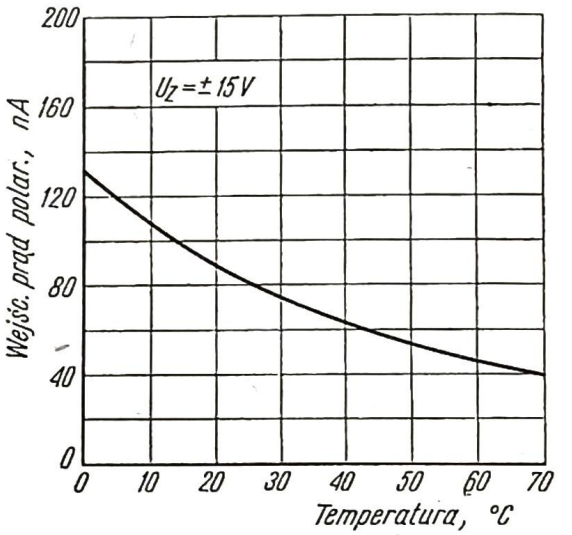
WSPÓŁCZYNNIK CIEPLNY WEJŚCIOWEGO PRĄDU NIEZRÓWNOWAŻENIA. Jest to stosunek zmiany wejściowego prądu niezrównoważenia do wywołującej ją zmiany temperatury, wyrażany w nA/°C. Typowe wartości tego współczynnika wynoszą od dziesiętnych części do kilku nA/°C, a w specjalnych wzmacniaczach osiąga się kilka pA/°C (np. 2 pA/°C we wzmacniaczu L 127).



2.28. Zależność wejściowego prądu niezrównoważenia wzmacniacza L 148 firmy SGS (odpowiednik μA 748 firmy Fairchild) od temperatury



2.29. Zależność wejściowego prądu niezrównoważenia wzmacniacza L 148 firmy SGS od napięcia zasilającego



2.30. Zależność wejściowego prądu polaryzującego wzmacniacza L 148 firmy SGS od temperatury

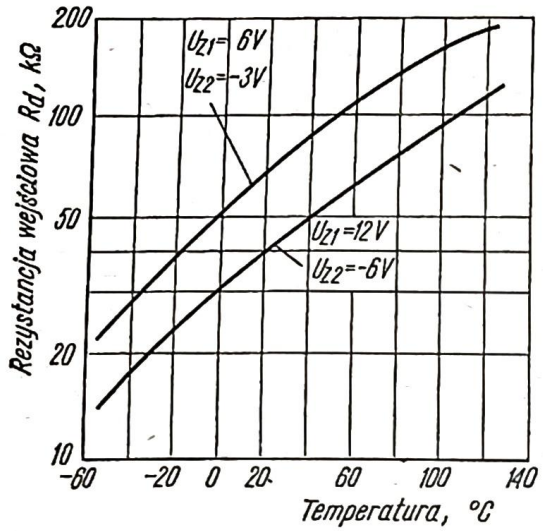
REZYSTANCJA WEJŚCIOWA. Istnieją dwie składowe rezystancji wejściowej wzmacniacza operacyjnego:

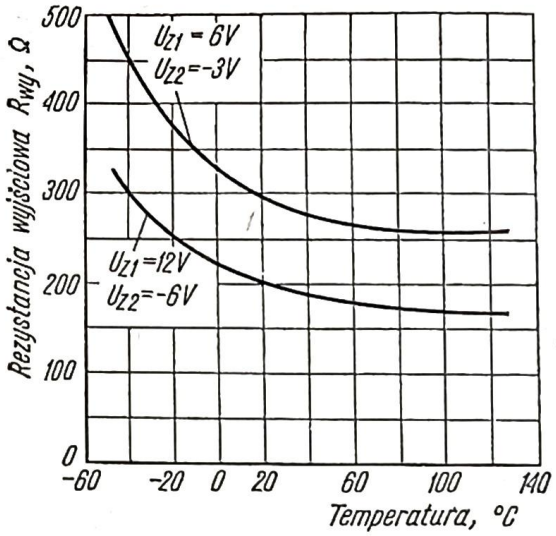
R_d — rezystancja wejścia różnicowego, czyli rezystancja mierzona między końcówkami wejściowymi wzmacniacza z otwartą pętlą,

R_{cm} — rezystancja wejścia nieróżnicowego, czyli rezystancja mierzona między jednym z wejść a masą — zwykle znacznie większa od R_d. Zakres typowych wartości R_d wynosi od kilkudziesięciu kiloomów do około $10^{12}\Omega$.

REZYSTANCJA WYJŚCIOWA. W katalogach jest podawana zwykle wartość rezystancji wyjściowej wzmacniacza z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego. Wynosi ona od kilkudziesięciu do kilkuset omów. Rezystancja wyjściowa, podobnie jak i wejściowa zależy od temperatury. Na rysunkach 2.31 i 2.32 pokazano zależność rezystancji wejściowej i wyjściowej wzmacniacza μA 702A od temperatury.

WSPÓŁCZYNNIK TŁUMIENIA SYGNAŁU NIERÓŻNICOWEGO (common mode rejection ratio). W idealnym wzmacniaczu operacyjnym wzmocnieniu powinien ulegać tylko sygnał różnicowy (tzn. zmiana różnicy potencjałów między wejściami), a nie sygnał nieróżnicowy podawany na oba wejścia równocześnie. W praktyce wzmocnienie wejścia odwracającego i nieodwracającego różnią się nieco, co wy-





2.31. Zależność rezystancji wejściowej wzmacniacza μA 702 A firmy SGS od temperatury
2.32. Zależność rezystancji wyjściowej wzmacniacza μA 702 firmy SGS od temperatury

nika z niedoskonałej symetrii stopni różnicowych wzmacniacza, i sygnał nieróżnicowy ulega pewnemu wzmocnieniu K_W, będącemu stosunkiem zmiany napięcia wyjściowego do zmiany nieróżnicowego napięcia wejściowego (na obu wejściach zwartych). W celu scharakteryzowania pracy wzmacniacza przy doprowadzeniu doń sygnału wspólnego wprowadzono współczynnik tłumienia sygnału nieróżnicowego WTSN (CMRR — common mode rejection ratio), będący stosunkiem wzmocnienia wzmacniacza z otwartą pętlą do wzmocnienia sygnału nieróżnicowego (patrz wzór 2.44):

$$\text{WTSN} = \frac{K}{K_W}\left[\frac{\text{V}}{\text{V}}\right]$$

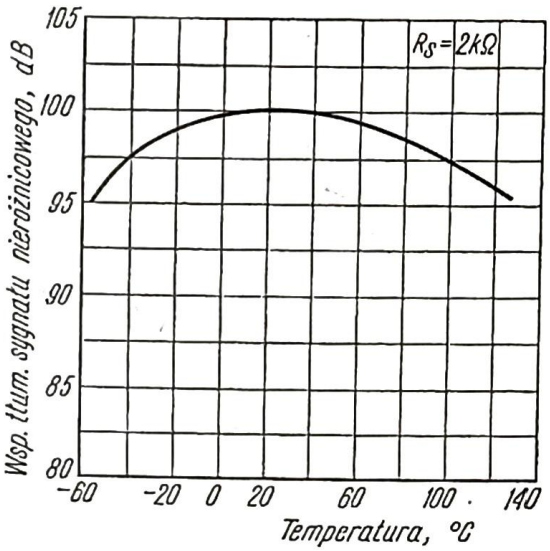
przy czym zwykle $K_W < 1$.

Zarówno K, jak i K_W mogą być nieliniowymi funkcjami wartości sygnału. Z tego względu podaje się w katalogach średnią wartość WTSN w całym zakresie wzmacnianych napięć. Pomiaru współczynnika WTSN dokonuje się przy małych częstotliwościach (poniżej 100 Hz) i jego wartość wynosi zwykle kilkadziesiąt decybeli.

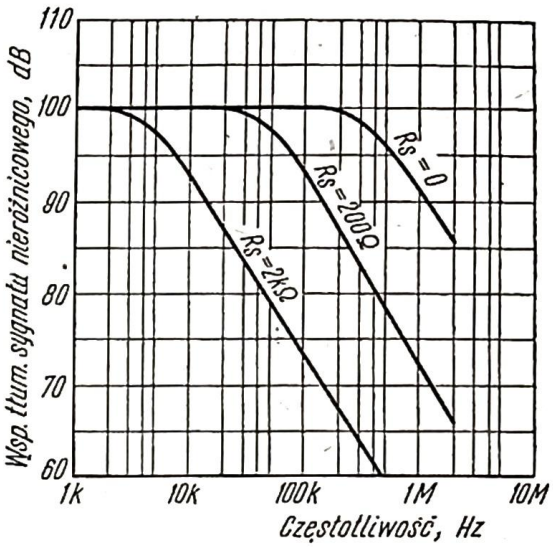
Współczynnik tłumienia sygnału nieróżnicowego można też definiować w nieco inny sposób — jako stosunek pełnego zakresu napięcia wejściowego do maksymalnej zmiany wejściowego napięcia niezrównoważenia występującej przy tych zmianach napięcia wejściowego.

Współczynnik tłumienia sygnału nieróżnicowego zależy od temperatury i od częstotliwości sygnału. Te zależności pokazano na przykładzie wzmacniacza μA 702 A na rys. 2.33 i 2.34.

WSPÓŁCZYNNIK TŁUMIENIA WPŁYWU ZASILANIA (supply voltage rejection ratio). Wpływ napięcia zasilającego na pracę wzmacniacza operacyjnego wyraża się liczbowo za pomocą stosunku zmiany napięcia niezrównoważenia do wy-



2.33. Współczynnik tłumienia sygnału nieróżnicowego wzmacniacza μA 702 A w funkcji temperatury



2.34. Współczynnik tłumienia sygnału nieróżnicowego wzmacniacza μA 702 A w funkcji częstotliwości sygnału

R_S — rezystancja źródła sygnału

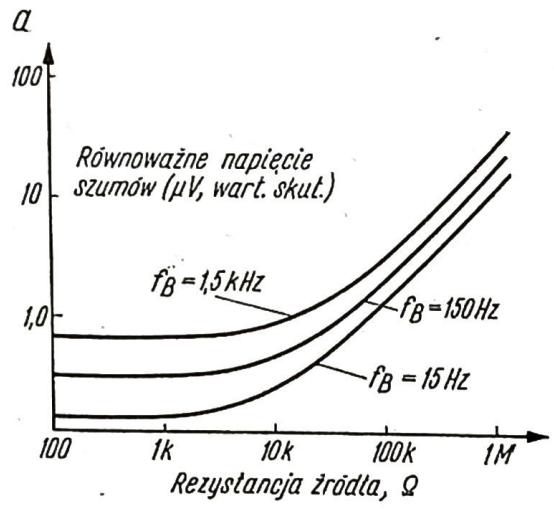
wołującej ją zmiany napięcia zasilającego (w μV/V). Współczynnik ten wynosi zwykle kilkadziesiąt μV/V.

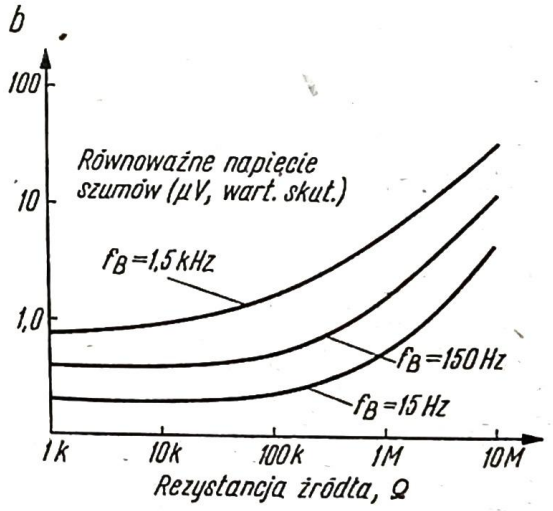
SZUMY WZMACNIACZA (input noise voltage, input noise current). W celu określenia szumów wzmacniacza operacyjnego podaje się wejściowe napięcie szumów U_{ni} (wartość skuteczną) oraz wejściowy prąd szumów I_{ni} (wartość skuteczną).

Zamiast wejściowego napięcia i prądów szumów można podawać tylko równoważne wejściowe napięcie szumów U_n przy określonej rezystancji wewnętrznej źródła sygnału R_s:

$$U_n = \sqrt{U_{ni}^2 + I_{ni}^2 R_s} \tag{2.66}$$

Wartości typowe: $U_{ni} = 0{,}5 \div 10\ \mu V$, $I_{ni} = 0{,}05 \div 10\ pA$. Na rys. 2.35 pokazano





2.35. Zależność równoważnego wejściowego napięcia szumów od rezystancji wewnętrznej źródła sygnału

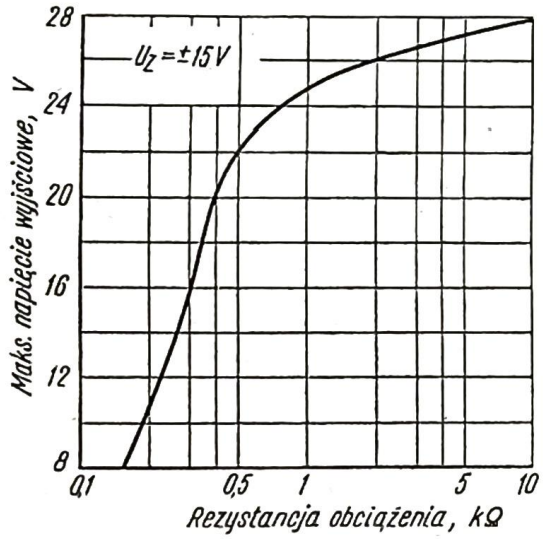
a — we wzmacniaczu o stopniu wejściowym z tranzystorami bipolarnymi,
b — we wzmacniaczu o stopniu wejściowym z tranzystorami unipolarnymi FET;
f_B — szerokość pasma szumów

typowe krzywe zależności równoważnego napięcia szumów od rezystancji wewnętrznej źródła sygnału we wzmacniaczu o stopniu wejściowym z tranzystorami bipolarnymi oraz tranzystorami unipolarnymi FET. Przy bardzo małych wartościach rezystancji źródła (poniżej 10 kΩ) szumy we wzmacniaczu ze stopniem bipolarnym są nieco mniejsze, natomiast przy dużych wartościach tej rezystancji lepszy jest układ z tranzystorami unipolarnymi, gdyż ma mniejszą wartość prądu szumów.

ZAKRES ZMIAN NAPIĘCIA WEJŚCIOWEGO (input voltage range). Jest to zakres zmian napięcia na każdym z wejść (w stosunku do masy), przy którym wzmacniacz pracuje prawidłowo. Ponadto podaje się też zwykle w katalogach dopuszczalne napięcie różnicowe między wejściami. Wartości typowe: od 3 V do 15 V.

MAKSYMALNE NAPIĘCIE WYJŚCIOWE (output voltage swing). Jest to największy skok napięcia na wyjściu (w stosunku do masy) możliwy do uzyskania bez obcinania (bez nasycenia wzmacniacza). Wchodzenie wzmacniacza w nasycenie nie powoduje wprawdzie zniszczenia układu, lecz jest niekorzystne ze względu na szybkość działania (układ wymaga pewnego czasu powrotu do wyjścia z nasycenia). Wartości typowe: od 3 V do 20 V.

Maksymalne napięcie wyjściowe jest funkcją rezystancji obciążenia (rys. 2.36), a także zależy od częstotliwości sygnału i rodzaju kompensacji częstotliwościowej.



2.36. Zależność maksymalnego napięcia wyjściowego od rezystancji obciążenia we wzmacniaczu L 148 firmy SGS (odpowiednik μA 748 firmy Fairchild)

MAKSYMALNY PRĄD WYJŚCIOWY (peak output current). Jest to maksymalny prąd, jaki można pobrać z wyjścia wzmacniacza przy jego prawidłowej pracy. Większość wzmacniaczy ma zabezpieczenia przeciw zwarciu na wyjściu. W danych katalogowych tych wzmacniaczy podaje się prąd zwarciowy oraz dopuszczalny czas trwania zwarcia (na ogół nieskończenie długi). Przekroczenie maksymalnego prądu wyjściowego we wzmacniaczach nie mających zabezpieczenia (np. μA 709) grozi uszkodzeniem wzmacniacza. Wartości typowe prądów wyjściowych: od 5 mA do 20 mA.

Obliczając prąd pobierany z wyjścia wzmacniacza trzeba pamiętać o uwzględnieniu nie tylko prądu obciążenia, lecz także prądu pobieranego przez obwód sprzężenia zwrotnego.

SZEROKOŚĆ PASMA PRZENOSZONEGO PRZEZ WZMACNIACZ Z OTWARTĄ PĘTLĄ (open loop bandwidth). Wzmocnienie K wzmacniacza z otwartą pętlą jest funkcją częstotliwości sygnału. W katalogach podaje się szerokość pasma B mierzoną od prądu stałego ($f = 0$) do częstotliwości f_g, przy której wartość K spada o 3 dB w stosunku do wartości K_0 dla prądu stałego.

Czasem podaje się szerokość pasma mierzoną do częstotliwości f_1, przy której wartość K spada do 1 (unity gain bandwidth). Wartości szerokości pasma dotyczą małych sygnałów. Przy dużych sygnałach trzeba uwzględniać maksymalne napięcie wyjściowe, będące funkcją częstotliwości.

ODPOWIEDŹ IMPULSOWA (transient response). Własności impulsowe wzmacniacza operacyjnego są scharakteryzowane przez podanie czasu narastania oraz wielkości przerzutu impulsu wyjściowego, będącego odpowiedzią wzmacniacza na skok jednostkowy. Wartości te są mierzone w układzie z zamkniętą pętlą, o wzmocnieniu równym 1 (wtórnik napięciowy) przy małym sygnale wejściowym (10 mV lub 20 mV) i przy określonych wartościach elementów kompensujących częstotliwościowo. Przy pracy z dużymi sygnałami impulsowymi trzeba uwzględniać przede wszystkim szybkość zmian napięcia wyjściowego (slew rate).

SZYBKOŚĆ ZMIAN NAPIĘCIA WYJŚCIOWEGO S_{wy} (slew rate). Jest to maksymalna szybkość zmian napięcia na wyjściu wzmacniacza mierzona przy wzmocnieniu 1 (układ wtórnika napięciowego) i dużym sygnale wyjściowym (np. równym maksymalnemu napięciu wyjściowemu). Ograniczenie szybkości zmian napięcia wyjściowego wynika z wewnętrznych właściwości wzmacniacza, a głównie z ograniczenia prądu dostarczanego przez stopnie wzmacniające.

Szybkość zmian napięcia wyjściowego S_{wy} można wyrazić równaniem:

$$S_{wy} = 2\pi f U_{max} \tag{2.67}$$

gdzie:

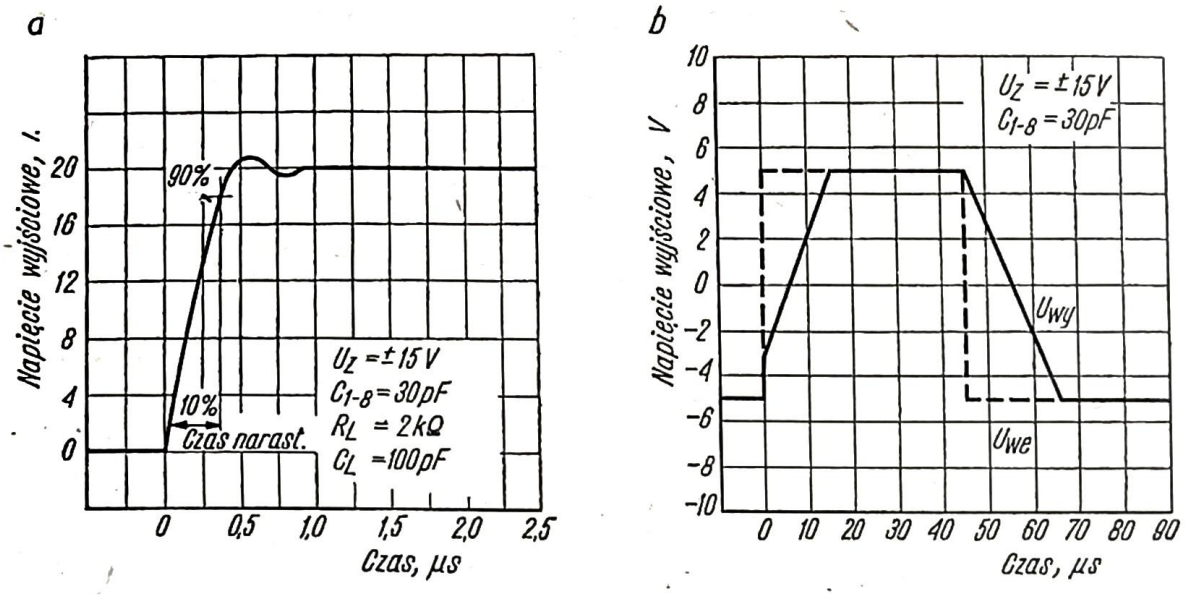
f — maksymalna częstotliwość, przy której otrzymuje się na wyjściu wzmacniacza niezniekształcony przebieg sinusoidalny,

U_{max} — maksymalna zmiana napięcia w jednym kierunku (amplituda połówki sinusoidy).

Szybkość narastania napięcia wyjściowego S_{wy} zależy w dużym stopniu od pojemności kondensatora C_k, kompensującego częstotliwościowo wzmacniacz, umieszczonego zwykle na wyjściu jednego ze stopni wzmacniających (lub na wyjściu wzmacniacza). Jeśli prąd wyjściowy jest ograniczony do pewnej wartości I_{wy}, to napięcie na wyjściu zmienia się liniowo z szybkością:

$$S_{wy} = \frac{\mathrm{d}U_{wy}}{\mathrm{d}t} = \frac{I'_{wy}}{C_k}$$

Na rys. 2.37 pokazano odpowiedź impulsową wzmacniacza L 148 w układzie wtórnika napięciowego przy małym i dużym sygnale wyjściowym. Katalogowy czas narastania impulsu wyjściowego wynosi w tym wzmacniaczu 0,3 μs i ta wartość dotyczy pracy z małymi sygnałami (rys. 2.37a); ograniczenia czasu narastania i opadania przy dużym sygnale (rys. 2.37b) wynikają z szybkości S_{wy}, której wartość katalogowa wynosi 0,5 V/μs.



a — przy małym sygnale,
b — przy dużym sygnale

2.37. Odpowiedź impulsowa wzmacniacza L 148 firmy SGS

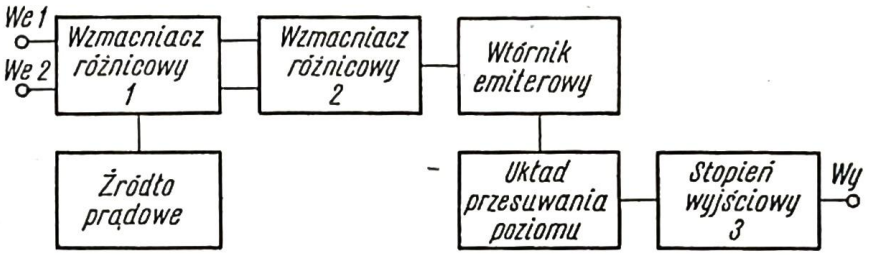
POBÓR MOCY. Pobór mocy wzmacniacza określa się przy napięciu wyjściowym i prądzie obciążenia wzmacniacza równych zeru.

2.7
BUDOWA MONOLITYCZNYCH WZMACNIACZY OPERACYJNYCH I ICH NAJWAŻNIEJSZE RODZAJE

W każdym liniowym układzie scalonym, zarówno bardzo prostym, jak i najbardziej skomplikowanym, można wyróżnić pewne układy elementarne. Są to na ogół konwencjonalne układy, znane od dawna, których właściwości odpowiadają szczególnym wymaganiom związanym z technologią produkcji układów scalonych. Monolityczne wzmacniacze operacyjne, komparatory czy stabilizatory napięcia, wytwarzane na pojedynczej, niewielkiej płytce krzemowej podłoża, mają pewne wspólne cechy. Jedną z nich jest to, że wszystkie elementy układu monolitycznego są wytwarzane w identycznych warunkach i w ciągu jednego procesu technologicznego — w poszczególnych fazach zbliżonego do produkcji elementów dyskretnych. Dzięki scaleniu wszystkich elementów na jednym podłożu, powstają warunki silnego sprzężenia termicznego i w konsekwencji — możliwość niemal idealnej kompensacji zmian parametrów tych elementów w funkcji temperatury. Bardzo istotną cechą układów monolitycznych są prawie wyłącznie sprzężenia stałoprądowe między elementami i stopniami, co w efekcie eliminuje konieczność stosowania kondensatorów sprzęgających. Nie bez znaczenia jest wreszcie sprawa niewielkich wymiarów zewnętrznych układów monolitycznych.

Właściwości elementów scalonych, takich jak na przykład: tranzystorów *n-p-n*, *p-n-p*, rezystorów itd., których właściwości decydująco wpływają na budowę i parametry wzmacniaczy operacyjnych — zostaną rozważone w pierwszej kolejności. Dalej zostaną krótko omówione najważniejsze z układów elementar-

nych, a mianowicie: układy polaryzujące, źródła prądu stałego, wzmacniacz różnicowy, wtórnik emiterowy, układ Darlingtona, układy przesuwania poziomu napięcia stałego i stopnie wyjściowe. Przedtem jednak należy poznać schemat blokowy typowego wzmacniacza operacyjnego i rozmieszczenie wyżej podanych układów elementarnych.



2.38. Schemat blokowy typowego wzmacniacza operacyjnego

Na rys. 2.38 przedstawiono schemat blokowy typowego wzmacniacza operacyjnego zawierającego zwykle trzy stopnie wzmacniające. Stopień wejściowy jest najczęściej wzmacniaczem różnicowym ze źródłem prądowym — o wejściu symetrycznym, rzadziej o wejściu niesymetrycznym. Drugim stopniem jest też na ogół wzmacniacz różnicowy z wtórnikiem emiterowym na wyjściu, który pełni funkcję układu separującego. Dalej znajduje się układ przesuwania poziomu napięcia stałego i stopień wyjściowy — zwykle wtórnik emiterowy lub układ o zwiększonej mocy wyjściowej. Na schemacie tym nie zaznaczono dróg sprzężenia zwrotnego.

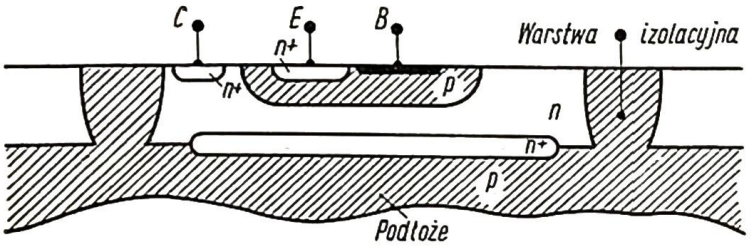
Typowy wzmacniacz operacyjny pracuje, jak wiadomo, z zewnętrznym ujemnym sprzężeniem zwrotnym, które polepsza właściwości takiego układu. Jeżeli wzmocnienie wzmacniacza operacyjnego z otwartą pętlą jest duże, to właściwości układu ze sprzężeniem są przede wszystkim zależne od właściwości elementów sprzężenia. Układ może być wtedy mniej lub więcej niezależny od zmian parametrów tranzystorów wzmacniacza, ale jeśli elementy sprzężenia są elementami biernymi, stabilnymi i niezawodnymi, to wzmacniacz będzie stabilny i pewny w działaniu. Dalsze korzyści z zastosowania sprzężenia są następujące: wzrost impedancji wejściowej, zmalenie impedancji wyjściowej i poszerzenie pasma. Ujemnymi efektami są:malenie wzmocnienia oraz istnienie możliwości samooscylacji układu.

2.7.1
ELEMENTY SCALONE

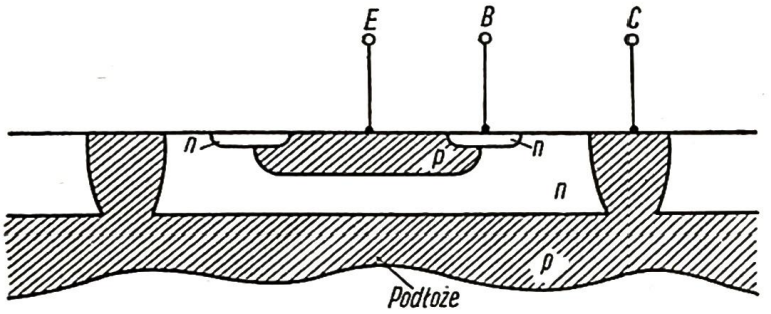
Przy produkcji monolitycznych liniowych obwodów scalonych wytwarza się najpierw warstwę krzemu typu *p*, na którą jest nakładana metodą narastania epitaksjalnego warstwa typu *n*. Na wybranych powierzchniach przeprowadza się dyfuzję izolacyjną materiału typu *p* w warstwie epitaksjalnej w celu utworzenia wysp krzemu *n* otoczonych krzemem typu *p*. Elementy obwodu są później formowane na tych wyspach. Przed omówieniem sposobów realizacji wzmacniaczy monolitycznych trzeba rozważyć właściwości elementów scalonych, które decydująco wpływają na budowę i parametry wzmacniaczy.

TRANZYSTORY *n-p-n*. W liniowych obwodach scalonych wykorzystuje się głównie tranzystory *n-p-n* dyfundowane „pionowo" — tzn. baza jest wdyfundowywana w obszar kolektora, a następnie emiter — w obszar bazy (rys. 2.39). Właściwości scalonego tranzystora *n-p-n* są zbliżone do zwykłego tranzystora. Jedyna różnica polega na większej — w przypadku tranzystora scalonego — wartości rezystancji rozproszonej kolektora r_c, czyli rezystancji szeregowej złącza kolektorowego. Ta rezystancja oraz pojemność kolektor-podłoże utrudniają projektowanie scalonych wzmacniaczy szerokopasmowych.

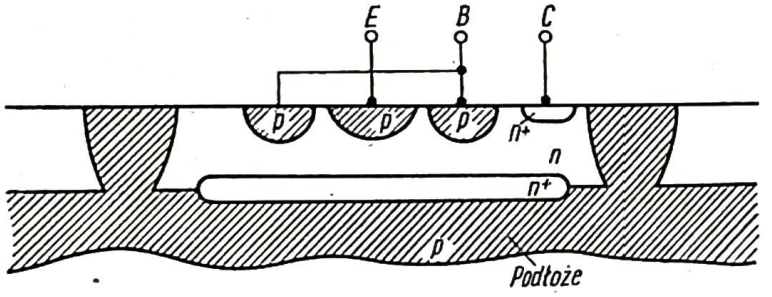
Aby zmniejszyć rezystancję obszaru kolektora wytwarza się na dnie warstwy kolektora tzw. warstwę zagrzebaną n^+ bardzo silnie domieszkowaną, a więc o bardzo małej rezystancji wewnętrznej.



2.39. Scalony tranzystor *n-p-n*



2.40. Podłożowy scalony tranzystor *p-n-p*



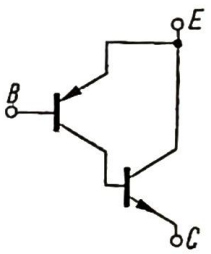
2.41. Boczny (lateralny) scalony tranzystor *p-n-p*

TRANZYSTORY *p-n-p*. Wykonanie scalonych tranzystorów *p-n-p* jest znacznie trudniejsze niż *n-p-n*. Stosuje się dwa rodzaje tranzystorów *p-n-p*: tranzystory podłożowe (substrate transistors) oraz boczne (lateral transistors). Wytwarzanie obu rodzajów tranzystorów nie wymaga żadnych dodatkowych dyfuzji poza tymi, które są konieczne do uformowania tranzystorów *n-p-n*. W tranzystorze podłożowym (rys. 2.40) funkcję kolektora pełni podłoże; tranzystor taki może więc pracować tylko w układzie wspólnego kolektora. Emiter tranzystora *p-n-p* jest uzyskiwany podczas dyfuzji baz tranzystorów *n-p-n*, a baza *p-n-p* — jednocześnie z kolektorami *n-p-n*. Grubość bazy jest więc zbliżona do grubości kolektora tranzystora *n-p-n*, czyli dość duża. Z tego względu wzmocnienie prądowe podłożowego tranzystora *p-n-p* wynosi od 20 do 100. Spora wartość pojemności baza-kolektor ogranicza częstotliwość f_T do ok. $30 \div 100$ MHz.

W tranzystorze bocznym kolektor i emiter są formowane podczas dyfuzji baz tranzystorów *n-p-n* (rys. 2.41). Warstwa epitaksjalna *n* tworzy bazę. Tranzystor boczny ze względu na swój kształt i rozmieszczenie elektrod ma małe wzmocnienie prądowe i małą częstotliwość graniczną. Typowe wartości parametrów tranzystora *n-p-n* oraz bocznego *p-n-p* są następujące:

	n-p-n	*p-n-p*
β_0	$50 \div 200$	$2 \div 20$
f_T	600 MHz	5 MHz

Ze względu na swe niezbyt dobre parametry tranzystor boczny *p-n-p* jest zwykle stosowany w połączeniu z tranzystorem *n-p-n* o dużym wzmocnieniu (rys. 2.42). Taki układ ma właściwości tranzystora *p-n-p* o dużym wzmocnieniu prądowym, lecz niezbyt dobrych parametrach częstotliwościowych. Dlatego w układach o częstotliwościach granicznych ponad 100 MHz stosuje się raczej tylko tranzystory scalone *n-p-n*.



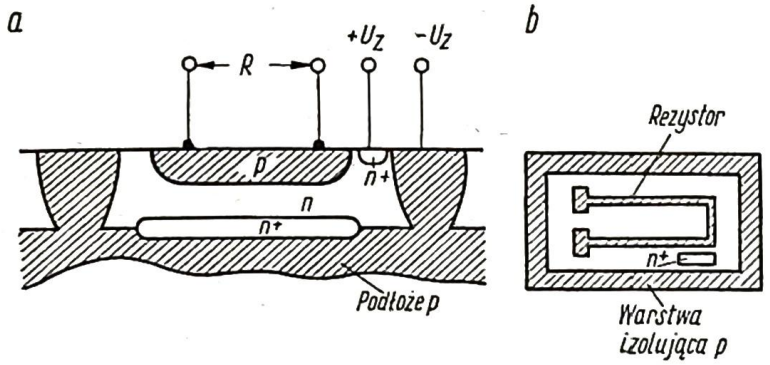
2.42. Tranzystor *p-n-p* złożony z tranzystora *n-p-n* i tranzystora bocznego

CEWKI I KONDENSATORY. Realizacja elementów reaktancyjnych jest bardzo trudna. Indukcyjności mogą być wykonywane w postaci płaskich spiral przewodzących, lecz takie cewki nie są prawie nigdy stosowane ze względu na swą dużą powierzchnię, a małą indukcyjność i niewielką dobroć. Nieco łatwiejsze jest wykonanie kondensatorów scalonych. Najlepszymi właściwościami odznaczają się kondensatory typu MOS, w których jako dielektryk stosuje się dwutlenek krzemu. Jedną okładką kondensatora MOS jest napylona warstwa metaliczna, a drugą — silnie domieszkowana powierzchniowa warstwa półprzewodnika. Minimalna grubość kondensatora zabezpieczająca przed przebiciem wynosi 1000 Å. Powierzchnia kondensatora 25 pF jest równa ok. 0,06 mm², podczas gdy tranzystor małej mocy zajmuje powierzchnię ok. 20-krotnie mniejszą. Duża powierzchnia kondensatorów ogranicza ich stosowanie w obwodach monolitycznych.

DIODY. Diody scalone są wytwarzane podczas dyfuzji formujących tranzystory *n-p-n*. Za pomocą metalizacji wykonuje się zwarcie złącza baza-kolektor tranzystora *n-p-n*. Funkcję diody spełnia więc złącze emiterowe tranzystora. Wsteczne napięcie przebicia takiej diody, które wynosi ok. 6,3 V, może być wykorzystywane jako zenerowskie napięcie odniesienia.

REZYSTORY. Dobór wartości rezystancji stosowanych w obwodach monolitycznych jest niemal nieograniczony. Rezystory o wartościach od 50 Ω do 1 kΩ mogą być wytwarzane jednocześnie z formowaniem emitera, 30 Ω—30 kΩ zaś — wspólnie z dyfuzją bazy. Sposób wykonania rezystora metodą dyfuzji bazy pokazano na rys. 2.43. Warstwa *n* otaczająca rezystor powinna mieć najwyższy potencjał występujący w układzie ($+U_Z$), aby zapewnić dobrą izolację

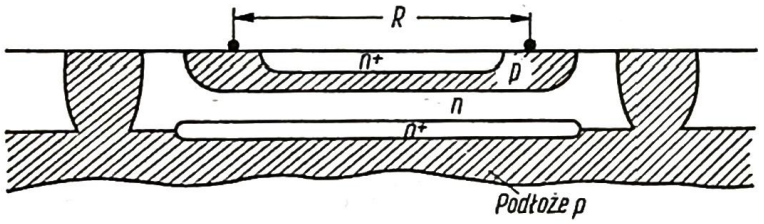
rezystora. Złącze *p-n* powstałe między podłożem a warstwą *n* powinno więc mieć napięcie przebicia większe od sumy obu napięć zasilających. Zwiększenie napięcia przebicia osiąga się dzięki warstwie zagrzebanej n^+. Dokładność rezystancji



2.43. Rezystor scalony wykonany metodą dyfuzji bazy
a — widok z boku,
b — widok z dołu

rezystora wytwarzanego w procesie dyfuzji jest niewielka; błąd w stosunku do wartości projektowanej mieści się w granicach $\pm 20\%$, lecz jest prawie jednakowy we wszystkich rezystorach na jednej płytce monolitycznej. Dlatego błąd stosunku rezystancji wynosi tylko ok. 2%, co ma ważne znaczenie przy projektowaniu wzmacniaczy monolitycznych. Wszystkie rezystory na jednej płytce mają jednakowy współczynnik termiczny.

Dla uzyskania większych rezystancji — ponad 30 kΩ — wykorzystuje się rezystancję wyjściową układu wspólnego emitera; w ten sposób można otrzymać rezystancję do 100 kΩ. Inna metoda otrzymywania dużych rezystancji polega



2.44. Rezystor scalony wykonany metodą dyfuzji bazy i dodatkowej dyfuzji n^+

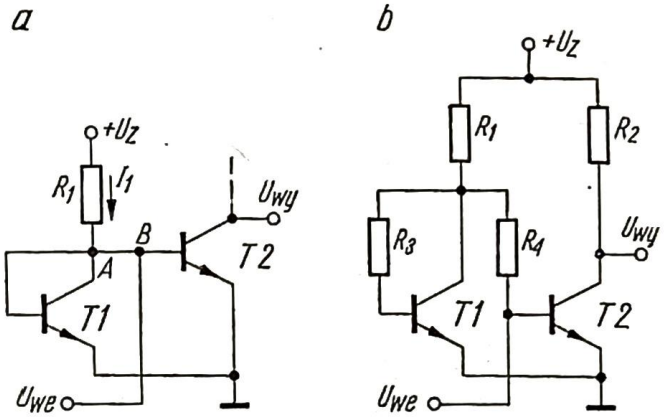
na dodatkowej dyfuzji n^+ w rezystorze wykonanym metodą dyfuzji bazy (rys. 2.44). Tą metodą uzyskuje się zwężenie kanału do przepływu nośników i zwiększenie rezystancji. Końcowa wartość rezystancji jest trudna do sprawdzenia podczas produkcji. Rezystor taki ma dość duży współczynnik cieplny i wykazuje pewną nieliniowość charakterystyki $U(I)$. Z tych względów rezystory otrzymywane omawianą techniką są stosowane tylko wówczas, gdy konieczna jest bardzo duża, a niezbyt dokładna rezystancja.

2.7.2
UKŁADY ELEMENTARNE

2.7.2.1
UKŁADY POLARYZUJĄCE

W tranzystorowym układzie wspólnego emitera stosowano rezystor emiterowy stabilizujący punkt pracy bocznikowany kondensatorem o dużej pojemności w celu uniknięcia redukcji wzmocnienia sygnału zmiennego. Stosowanie takiego

kondensatora w obwodach scalonych jest niemożliwe ze względów technologicznych i z tego powodu zwrócono uwagę na inne metody osiągania stabilnego punktu pracy. Jednym z możliwych rozwiązań tego zagadnienia jest tzw. p o l a r y z o w a n i e z r ó w n o w a ż o n e (balanced biasing). W tej metodzie wykorzystuje się fakt, że tranzystory scalone wykonane na jednej płytce mają jednakowe parametry i jednakowo zachowują się przy zmianach temperatury.



2.45. Układy polaryzujące

W układzie pokazanym na rys. 2.45a tranzystor *T1* jest połączony diodowo i służy do polaryzacji tranzystora *T2*, ustalając jego prąd kolektora I_{C2}. Pomijając prądy bazy, można napisać, że:

$$I_{C1} = I_1 = \frac{U_Z - U_{BE(T1)}}{R_1} \approx \frac{U_Z}{R_1}$$

Tranzystory *T1* i *T2* są tak wykonane, aby ich parametry były jednakowe. Wobec tego napięcia baza-emiter obu tranzystorów są równe, a więc

$$I_{C1} = I_{C2}$$

Uzyskuje się więc ustalony prąd kolektora *T2* dzięki spolaryzowaniu go za pomocą tranzystora *T1*. Sygnał może być dostarczany do bazy tranzystora *T2*; w razie potrzeby między punktami *A* i *B* może być dołączony rezystor, aby obwód tranzystora *T1* nie pobierał zbyt dużego prądu ze źródła sygnału.

Modyfikacja układu z rys. 2.45a jest pokazana na rys. 2.45b. W układzie dodano rezystory R_3 i R_4 polaryzujące bazy; baza tranzystora *T2* nie jest już polaryzowana napięciem U_{BE} tranzystora *T1*. Zakłada się, że tranzystory są identyczne oraz że $R_3 = R_4$. Ponieważ bazy tranzystorów są zasilane z tego samego punktu $+U_Z$ przez jednakowe rezystory, więc ich prądy kolektorów powinny być równe. W celu określenia wartości prądu kolektora trzeba zwrócić uwagę, że prąd płynący przez rezystor R_1 jest sumą prądu I_{C1} i prądów baz. Tak więc:

$$U_Z = U_{BE} + I_B R_3 + (2I_B + I_{C1}) R_1$$

Po przekształceniach otrzymuje się:

$$I_{C1} = \frac{U_Z - U_{BE}}{R_1} - \left(2 + \frac{R_3}{R_1}\right) I_B$$

Dla uproszczenia załóżmy, że $U_Z \gg U_{BE}$ oraz $I_C \gg I_B$. Wtedy przy $R_1 = R_3$ prądy kolektorów wynoszą:

$$I_{C1} = I_{C2} \approx \frac{U_Z}{R_1}$$

Zwykle $R_2 = R_1/2$. Wówczas napięcie na kolektorze tranzystora $T2$ jest równe

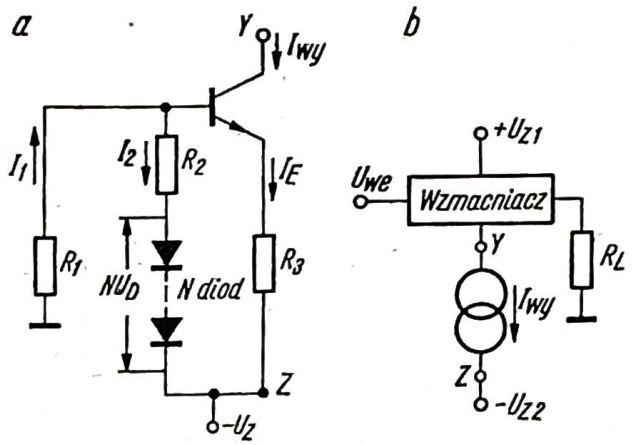
$$U_{CE2} = \frac{U_Z}{2}$$

Z powyższej zależności wynika, że punkt pracy nie zależy od temperatury ani od parametrów tranzystorów, jeśli tylko te parametry są jednakowe. Punkt pracy zależy bezpośrednio od napięcia U_Z, lecz przy zmianach tego napięcia pozostaje zawsze na środku prostej obciążenia.

2.7.2.2
ŹRÓDŁA PRĄDOWE

Źródła prądowe są bardzo często stosowane w liniowych układach scalonych. W układzie tranzystorowym z elementów dyskretnych można zbudować źródło prądowe włączając bardzo duży rezystor w emiterze i blokując go kondensatorem. Przy produkcji układów scalonych takie rozwiązanie jest niepraktyczne i stosuje się inne układy źródeł prądowych.

Na rys. 2.46a pokazano układ typowego źródła prądowego stabilizowanego diodami, stosowany w układach scalonych. Na rysunku 2.46b pokazano sposób włączenia tego źródła do układu wzmacniacza. Prąd I_{wy} powinien być stały —



2.46. Źródło prądowe
a — schemat,
b — sposób włączenia do wzmacniacza

niezależny od obciążenia. Zamiast diod stosuje się często złącza baza-emiter tranzystorów zwierając kolektor z bazą. Załóżmy, że układ zwiera N diod połączonych szeregowo. Spadek napięcia na każdej z nich wynosi U_D. Można napisać trzy równania opisujące działanie układu:

$$U_Z = I_1 R_1 + I_2 R_2 + NU_D$$

$$U_Z = I_1 R_1 + U_{BE} + I_E R_3$$

$$\frac{I_E}{\beta_0+1} = I_1 - I_2$$

Rozwiązanie tego układu równań daje:

$$I_E = \frac{R_2 U_Z + R_1 N U_D - (R_1+R_2) U_{BE}}{(\beta_0+1) R_3 (R_1+R_2) + R_1 R_2} (\beta_0+1)$$

lub w innej postaci

$$I_E = \frac{\Theta\left[U_Z + (R_1/R_2) N U_D - \frac{1}{\Theta} U_{BE}\right]}{R_3 + (1-\alpha_0) R_1}$$

gdzie $\Theta = R_2/(R_1+R_2)$. Wyjściowy prąd źródła I_{wy} jest równy $\alpha_0 I_E$, a ponieważ α_0 jest w przybliżeniu równe 1, więc prądy I_{wy} i I_E są również w przybliżeniu jednakowe.

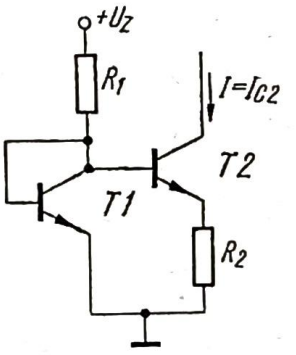
Główną przyczyną zmian prądu I_{wy} jest wpływ temperatury. Czynniki Θ i R_1/R_2 nie mają wpływu, gdyż rezystory są wykonywane podczas jednego procesu technologicznego, ich właściwości są zbliżone i ich stosunek nie ulega zmianom termicznym. Można uzyskać zerowy współczynnik zmian termicznych licznika wzoru określającego prąd I_E kompensując zmiany napięcia U_{BE} zmianami napięcia U_D. Przy założeniu $U_D = U_{BE}$ wymagana liczba diod wynosi

$$N = 1 + R_2/R_1$$

Często stosunek R_2/R_1 wybiera się równy jedności i trzeba wtedy stosować dwie diody.

Mianownik wzoru na prąd I_E ma współczynnik cieplny dodatni. Te zmiany można skompensować zmianami rezystora obciążenia R_L wzmacniacza różnicowego, z którym źródło współpracuje.

Inny układ źródła prądowego, również stosowany we wzmacniaczach scalonych, pokazano na rys. 2.47. W układzie wykorzystuje się jako napięcie odniesienia małą, a łatwą do określenia różnicę napięć baza-emiter dwóch identycz-



2.47. Źródło prądowe

nych tranzystorów, pracujących przy różnych prądach kolektora. Dzięki temu można uzyskać mały prąd wyjściowy źródła bez konieczności stosowania rezystorów o dużych rezystancjach.

Jak wiadomo, napięcie między bazą i emiterem tranzystora jest w przybliżeniu równe:

$$U_{BE} \approx \frac{kT}{q} \ln \frac{I_C}{I_o} \tag{2.68}$$

Różnicę napięć baza-emiter obu tranzystorów można więc wyrazić wzorem

$$\Delta U_{BE} = U_{BE1} - U_{BE2} = \frac{kT}{q}\left(\ln \frac{I_{C1}}{I_{o1}} - \ln \frac{I_{C2}}{I_{o2}}\right) =$$

$$= \frac{kT}{q}\left(\ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} + \ln \frac{I_{o2}}{I_{o1}}\right)$$

Zakładając, że oba tranzystory są identyczne i umieszczone blisko siebie na płytce monolitycznej, można przyjąć $I_{o1} = I_{o2}$, więc

$$\Delta U_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \tag{2.69}$$

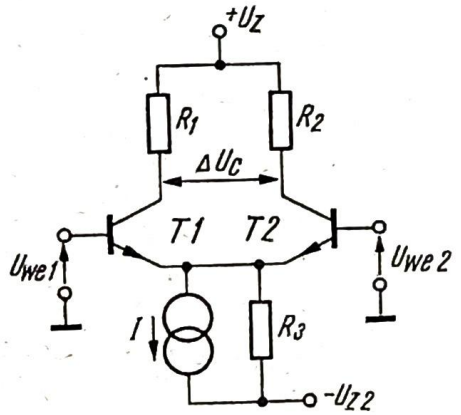
W układzie na rys. 2.47 stosunkowo duży prąd kolektora płynie w tranzystorze *T1* połączonym diodowo, którego napięcie U_{BE} polaryzuje tranzystor *T2*. Przyjmując, że wzmocnienia prądowe obu tranzystorów są duże (np. większe od 100) i pomijając prądy bazy można przyjąć, że spadek napięcia na rezystorze R_2 jest równy ΔU_{BE}, a więc:

$$I \approx \frac{\Delta U_{BE}}{R_2} \tag{2.70}$$

Ponieważ napięcie ΔU_{BE} jest bardzo małe, więc stosując niezbyt duże wartości rezystancji R_2 można uzyskać mały prąd wyjściowy I źródła. Do otrzymania prądu I rzędu kilkudziesięciu mikroamperów wystarcza rezystancja R_2 rzędu kilku kΩ. Dzięki liniowej zależności ΔU_{BE} od temperatury kompensacja cieplna nie jest trudna (por. p. 2.7.3 — opis wzmacniacza μA 709).

2.7.2.3
WZMACNIACZ RÓŻNICOWY

Wzmacniacz różnicowy (rys. 2.48) jest podstawowym układem wejściowym monolitycznych wzmacniaczy operacyjnych. Właściwości tranzystorów i rezystorów w tym układzie powinny być parami jednakowe w szerokim zakresie



2.48. Wzmacniacz różnicowy

temperatury. Jest to warunek nietrudny do spełnienia, gdyż — jak wiadomo — elementy scalone na jednej płytce odznaczają się dobrą powtarzalnością para-

metrów. Płytkę monolityczną projektuje się w taki sposób, aby oba tranzystory wzmacniacza różnicowego, a także oba rezystory obciążenia znajdowały się blisko siebie. W ten sposób zapewnia się sprzężenie termiczne tych elementów. Tranzystory powinny mieć duże wzmocnienie prądowe, a rezystory R_1 i R_2 — dużą rezystancję dla zapewnienia wysokiego wzmocnienia układu. Rezystancja wewnętrzna źródła prądowego R_w powinna także być możliwie duża.

W celu wyprowadzenia uproszczonych wzorów obrazujących właściwości wzmacniacza różnicowego można skorzystać z zależności prądu emitera tranzystora od napięcia między bazą i emiterem:

$$I_E = I_o\left[\exp\left(\frac{U_{BE}}{U_T}\right)-1\right] \tag{2.71}$$

gdzie:

I_E — prąd emitera,
I_o — prąd wsteczny złącza emiter-baza,
U_{BE} — napięcie baza-emiter,
$U_T = \frac{kT}{q} \approx 26$ mV w temperaturze pokojowej,
k — stała Boltzmanna,
T — temperatura w skali bezwzględnej,
q — ładunek elektronu.

Ponieważ w praktyce prąd I_o jest bardzo mały, a stosunek I_E/I_o bardzo duży, więc można napisać w przybliżeniu:

$$I_E \approx I_o \exp\left(\frac{U_{BE}}{U_T}\right) \tag{2.72}$$

Korzystając z powyższego wzoru oraz przyjmując, że

$$I_{C1}+I_{C2} \approx I$$

otrzymuje się

$$I_{C1} \approx I\left[1+\exp\left(\frac{\Delta U_{BE}}{U_T}\right)\right]^{-1} \tag{2.73}$$

$$I_{C2} \approx I\left[1+\exp\left(-\frac{\Delta U_{BE}}{U_T}\right)\right]^{-1} \tag{2.74}$$

przy czym $\Delta U_{BE} = U_{BE2}-U_{BE1}$.

Przyjmując małe ΔU_{BE} można założyć, że zależność $I_C = f(\Delta U_{BE})$ jest liniowa i ma nachylenie:

$$\frac{dI_C}{d(\Delta U_{BE})} = \frac{1}{4}\cdot\frac{I}{U_T}$$

Ponieważ

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{I}{2}$$

więc

$$\frac{d(\Delta U_{BE})}{dI_C} = 2\frac{U_T}{I_E}$$

Wielkość U_T/I_E jest tzw. dyfuzyjną rezystancją emitera r_E, więc

$$\frac{d(\Delta U_{BE})}{dI_C} = 2r_E \tag{2.75}$$

Korzystając z powyższej zależności uzyskuje się następujące wzory:
Wzmocnienie wyjścia niesymetrycznego:

$$\frac{dU_{C2}}{d(\Delta U_{BE})} = \frac{R dI_{C2}}{d(\Delta U_{BE})} = \frac{R}{2r_E} \tag{2.76}$$

przy czym $R = R_1 = R_2$
Wzmocnienie wyjścia symetrycznego (różnicowego):

$$\frac{d(\Delta U_C)}{d(\Delta U_{BE})} = \frac{2R dI_C}{d(\Delta U_{BE})} = \frac{R}{r_E} \tag{2.77}$$

Rezystancja wejścia różnicowego:

$$R_d = \frac{d(\Delta U_{BE})}{dI_B} = \beta\frac{d(\Delta U_{BE})}{dI_E} = 2\beta r_E \tag{2.78}$$

gdzie β — wzmocnienie prądowe tranzystorów, lub w zależności od I_B:

$$R_d = \frac{d(\Delta U_{BE})}{dI_B} = \frac{2r_E dI_E}{dI_B} = 2\frac{U_T}{I_B} \tag{2.79}$$

Przy idealnej symetrii tranzystorów i rezystorów uziemienie obu wejść wzmacniacza różnicowego powoduje przepływ jednakowych prądów w obu tranzystorach wejściowych i równość napięć na ich kolektorach. Różnicowe napięcie na wyjściu powinno wtedy być równe zeru. W rzeczywistości występują różnice parametrów tranzystorów i rezystorów, co jest powodem powstawania wejściowego napięcia i prądu niezrównoważenia. Można wykazać, że wejściowe napięcie niezrównoważenia U_{os} we wzmacniaczu różnicowym jest równe

$$U_{os} = \frac{kT}{q}\left(\ln\frac{I_{o2}}{I_{o1}} - \ln\frac{R_2}{R_1}\right) \tag{2.80}$$

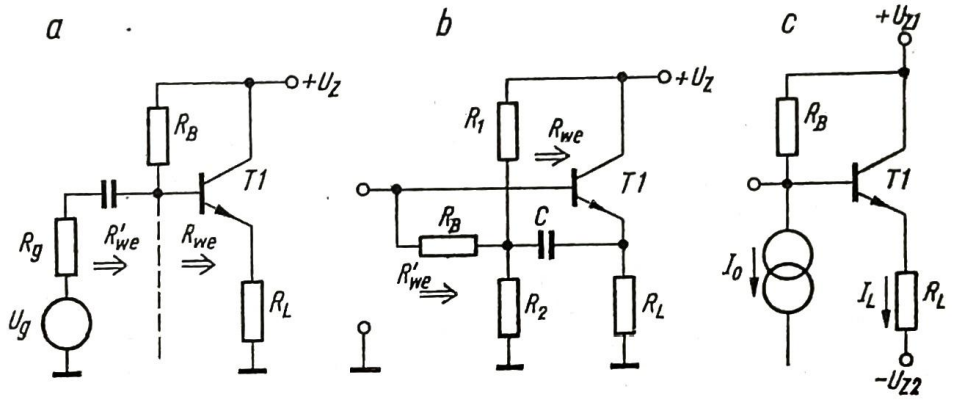
przy czym I_{o1}, I_{o2} — wsteczne prądy złącza emiterowego obu tranzystorów.

2.7.2.4
WTÓRNIK EMITEROWY

Funkcja, jaką spełnia w układach elektronicznych wtórnik emiterowy — czyli tranzystor pracujący ze wspólnym kolektorem — jest ogólnie znana. Zarówno w liniowych, jak i cyfrowych układach scalonych funkcja ta sprowadza się do transformacji impedancji, czyli do sprzęgania i separacji stałoprądowej układów między sobą. Wtórnik emiterowy charakteryzuje się bardzo dużą impedancją

wejściową, przez co tylko w niewielkim stopniu obciąża (pobiera prąd) z układu poprzedzającego go, oraz bardzo małą impedancją wyjściową — dzięki czemu nie zakłóca pracy układu następującego za nim.

To zróżnicowanie poziomów impedancji wejściowej i wyjściowej wynika z silnego ujemnego sprzężenia zwrotnego, z jakim pracuje stopień wtórnika emiterowego. W układzie pokazanym na rys. 2.49a kolektor jest uziemiony przez zasilanie $+U_Z$ dla składowej zmiennej, ale w obwodzie między emiterem i ziemią umieszczony jest rezystor obciążenia R_L. Napięcie sygnału wejściowego podawane między bazą i ziemią jest powtarzane na rezystancji R_L. Prąd bazy, który jest $(\beta+1)$ razy mniejszy od prądu emitera, sprzęga niejako obwód wyjściowy i wejściowy. Ponieważ napięcia sygnałów na bazie i emiterze są zbliżone do siebie, więc stosunek impedancji jest równy $(\beta+1)$. Dokładnie biorąc, napięcie wyjściowe jest nieco mniejsze od napięcia wejściowego, wskutek czego wzmocnienie napięciowe jest bliskie 1. Wzmocnienie prądowe jest za to równe $(\beta+1)$, tak że wtórnik emiterowy daje wzmocnienie mocy większe od jedności.



2.49. Układy wtórników emiterowych

a — układ podstawowy,
b — układ z rozdzieloną polaryzacją,
c — układ z dwoma źródłami zasilającymi

Dla układu z rys. 2.49a można napisać następujące zależności, wprowadzając parametry hybrydowe:

— wzmocnienie prądowe

$$K_I = 1+h_{21e} \approx h_{21e}$$

— rezystancja wejściowa

$$R_{we} = h_{11e}+(1+h_{21e})R_L$$

— wzmocnienie napięciowe

$$K_u = \frac{1}{1+\dfrac{h_{11e}}{(1+h_{21e})R_L}} \approx 1$$

— rezystancja wyjściowa

$$R_{wy} = \frac{R_g+h_{11e}}{1+h_{21e}}$$

W układzie na rys. 2.49a źródło zasilające dostarcza również prąd bazy, którego wartość jest dobierana za pomocą rezystora R_B. Z punktu widzenia

sygnału wejściowego, rezystor R_B będzie redukował całkowitą rezystancję wejściową wtórnika, ponieważ jest umieszczony w stosunku do niej równolegle, tj. $R'_{we} = \frac{R_{we} R_B}{R_{we}+R_B}$. Również rezystor R_B będzie zmniejszał całkowite wzmocnienie prądowe układu, ponieważ część $\frac{R_{we}}{R_{we}+R_B}$ prądu sygnału zamiast przez rezystancję R_{we} popłynie przez R_B do ziemi. Jedyną zaletą takiego połączenia jest to, że impedancja wyjściowa nieco maleje, bo rezystancja źródła sygnału wynosi teraz

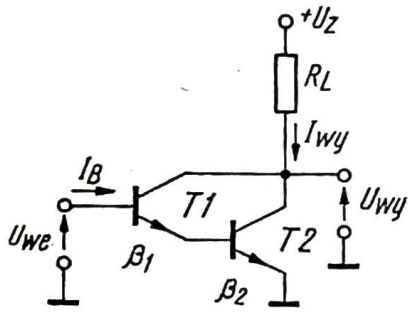
$$\frac{R_B R_g}{R_B+R_g} < R_g$$

Lepszy ze względu na większą rezystancję wejściową jest układ przedstawiony na rys. 2.49b. Elementy R_1, R_2, R_B zapewniają odpowiedni prąd bazy. Kondensator C przenosi składową zmienną sygnału z emitera na jeden z końców rezystora R_B. Ponieważ sygnał na emiterze ma w przybliżeniu tę samą amplitudę i fazę jak sygnał wejściowy, więc na R_B panuje bliska zeru różnica potencjałów od składowej zmiennej. W rezultacie, rezystancja wejściowa niewiele maleje mimo konieczności zasilania stałoprądowego bazy i wynosi:

$$R'_{we} = \frac{R_B R_{we}}{R_B+R_{we}(1-K_u)} \tag{2.81}$$

Stosując tego rodzaju rozwiązanie można uzyskać rezystancję wejściową rzędu kilku megaomów. Układ ten jednak ze względu na konieczność zastosowania kondensatora jest bardziej przydatny w układach dyskretnych niż scalonych.

W wielu układach scalonych wtórniki emiterowe są zasilane z dwóch źródeł napięciowych: $+U_{Z1}$ i $-U_{Z2}$, co pokazano na rys. 2.49c. W układzie takim przez rezystor R_B płynie stały prąd wymuszany przez źródło prądowe I_o, a potencjał bazy jest równy $(U_{Z1}-I_o R_B)$. W tym przypadku dobiera się prąd emitera, a nie prąd bazy. Przyjmując dla uproszczenia, że baza jest na potencjale ziemi oraz że $|U_{BE}| \ll |U_{Z2}|$, prąd emitera I_L jest zależny tylko od wartości U_{Z2} i R_L.



2.50. Układ Darlingtona

2.7.2.5
UKŁAD DARLINGTONA

W celu zwiększenia impedancji wejściowej stopnia wzmacniającego często stosuje się układ Darlingtona (rys. 2.50). Przyjmując β_1 i $\beta_2 \gg 1$ można łatwo

wykazać, że wzmocnienie prądowe tego układu jest równe iloczynowi wzmocnienia obu tranzystorów:

$$\beta = \frac{dI_{wy}}{dI_B} = \beta_1 \beta_2 \tag{2.82}$$

wzmocnienie napięciowe wynosi:

$$K_u = \frac{dU_{wy}}{dU_{we}} = \frac{R_L}{2r_{E2}} \tag{2.83}$$

rezystancja wejściowa natomiast:

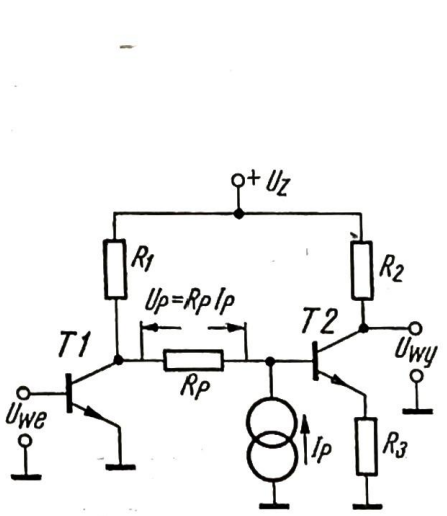
$$R_{we} = \frac{dU_{we}}{dI_B} = 2\beta_1 \beta_2 r_{E2} \tag{2.84}$$

gdzie r_{E2} — dyfuzyjna rezystancja emiterowa *T2*.

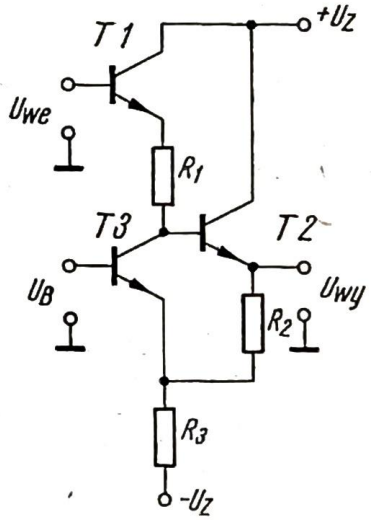
2.7.2.6
UKŁADY DO PRZESUWANIA POZIOMU NAPIĘCIA STAŁEGO

Monolityczne wzmacniacze operacyjne są układami wielostopniowymi o sprzężeniach bezpośrednich. W celu właściwej polaryzacji poszczególnych stopni wzmacniacza, a także dla uzyskania napięcia wyjściowego bliskiego zeru przy zerowych napięciach wejściowych, konieczne jest stosowanie układów przesuwających poziom napięcia stałego. Układy przesuwające poziom napięcia powinny:
— nie powodować zbyt dużej straty wzmocnienia,
— zapewniać dobrą stabilność różnicy poziomów napięcia.

W układach tranzystorowych do przesuwania poziomu stosuje się najczęściej diody Zenera. W układach monolitycznych ich zastosowanie jest ograniczone ze względu na wymagany duży prąd polaryzujący, szumy oraz tylko jedną wartość napięcia, równą 6,3 V i odpowiadającą napięciu przebicia złącza baza-



2.51. Układ ze źródłem prądowym, służący do przesuwania poziomu napięcia stałego



2.52. Układ przesuwający poziom napięcia stałego

-emiter. Również przesuwanie poziomu za pomocą tranzystorów *p-n-p* jest w układach monolitycznych utrudnione ze względu na problemy technologiczne wykonania tego typu tranzystorów.

W układach monolitycznych stosuje się często układ pokazany na rys. 2.51, w którym przesunięcie poziomu jest równe spadkowi napięcia wywołanemu na rezystorze R_P przez źródło I_P. Zaletą układu jest łatwy dobór wielkości przesunięcia przez zmianę prądu I_P, wadą — konieczność zapewnienia dużej impedancji wejściowej stopnia następującego za źródłem prądowym.

Inny układ przesuwania poziomu stosowany w układach scalonych pokazano na rys. 2.52. Przesunięcie poziomu napięcia wynika ze spadku napięcia na rezystorze R_1, spowodowanego prądem kolektora *T3*. Układ ma dużą impedancję wejściową, małą — wyjściową oraz wzmocnienie napięciowe równe w przybliżeniu:

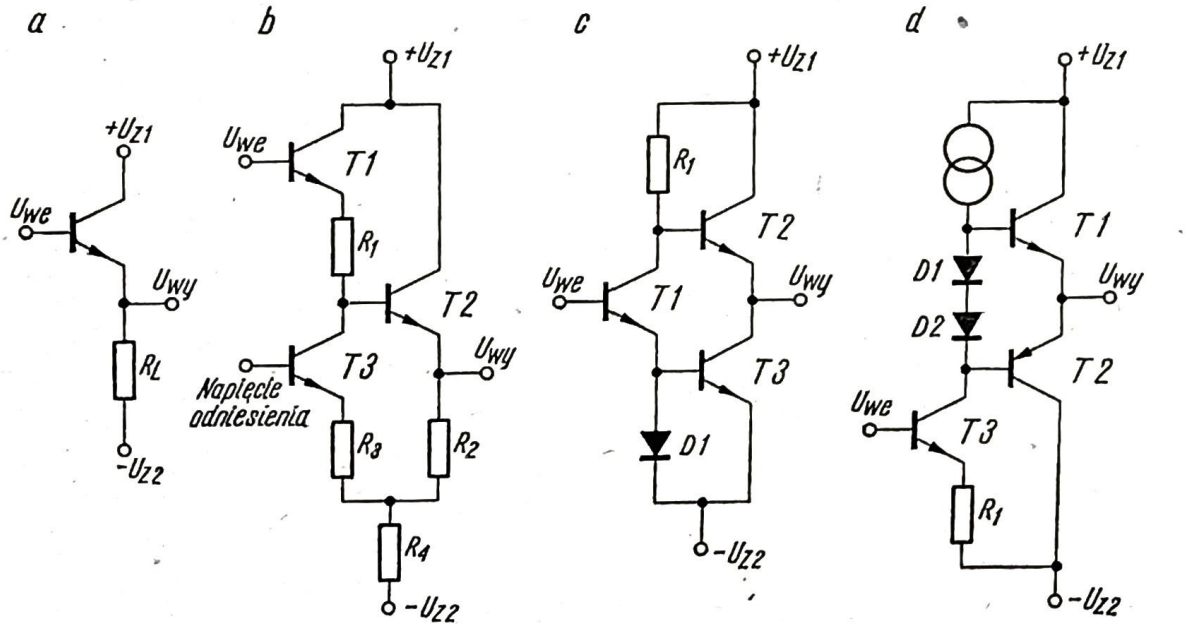
$$K_u \approx \frac{1}{1-\frac{R_1}{R_2}} \tag{2.85}$$

Napięcie U_B stanowi dodatkowe zasilanie bazy *T3*.

2.7.2.7
STOPNIE WYJŚCIOWE

Mianem stopnia wyjściowego określa się ostatni stopień w układzie scalonym, który jest przewidziany do sterowania zewnętrznego obciążenia, np. w postaci układu biernego lub czynnego, głośnika itd.

Parametry stopni wyjściowych zmieniają się w zależności od przeznaczenia liniowego układu scalonego. Ogólnie uważa się, że stopień wyjściowy w układzie scalonym powinien mieć jak największą moc, dysponować dużym prądem i szerokim zakresem napięć wyjściowych. Podstawowym problemem przy projektowaniu jest moc tracona przy pracy dużymi sygnałami, która narzuca klasę A lub B pracy stopnia wyjściowego. Dalsze, to rodzaj wyjścia — symetryczne czy też niesymetryczne, zerowe napięcie na wyjściu przy braku sygnału sterującego itd.



wtórnik emiterowy b — wtórnik emiterowy z dodatnim sprzężeniem zwrotnym, — stopień wyjściowy przeciwsobny w klasie A, d — stopień wyjściowy przeciwsobny w klasie B

2.53. Stopnie wyjściowe

Najprostszym przykładem stopnia wyjściowego jest pojedynczy wtórnik emiterowy, pokazany na rys. 2.53a. Układ taki ma dobre właściwości pod względem mocy traconej, ponieważ połowa całego napięcia zasilającego odkłada się na rezystancji R_L. W przypadku wyjścia symetrycznego stosuje się dwa wtórniki, których bazy łączy się z kolektorami różnicowego stopnia sterującego.

W układzie pokazanym na rys. 2.53b wtórnik emiterowy *T2* jest stopniem wyjściowym, pracującym z niewielkim dodatnim sprzężeniem zwrotnym. Tranzystor *T1* pełni funkcję sterującego wtórnika emiterowego, tranzystor *T3* zaś pracuje w układzie źródła stałoprądowego. Prąd emitera tranzystora *T2* wywołuje spadek napięcia na rezystorze R_4, który podawany jest na bazę *T2* w fazie z sygnałem wejściowym. Zaletą takiego układu z dodatnim sprzężeniem zwrotnym jest wzrost wzmocnienia stopnia *T1* — *T2* od wartości mniejszej niż 1 do około 1,5 lub więcej.

Jeszcze lepsze właściwości pod względem mocy traconej mają układy przedstawione na rys. 2.53c i d. W układzie z rys. 2.53c tranzystory *T2* i *T3* pracują w klasie A, a tranzystor *T1* jest inwerterem. Dzięki odwróceniu fazy, sygnał dodatni jest podawany na bazę tranzystora *T2* i w tym samym czasie — sygnał ujemny na bazę *T3*. W ten sposób obciążenie włączone między wyjściem a ziemią jest jednocześnie sterowane przez tranzystor *T2*, pracujący jako wtórnik emiterowy, oraz przez tranzystor *T3*, pracujący jako układ ze wspólnym emiterem. Dioda *D1* pełni funkcję elementu polaryzującego.

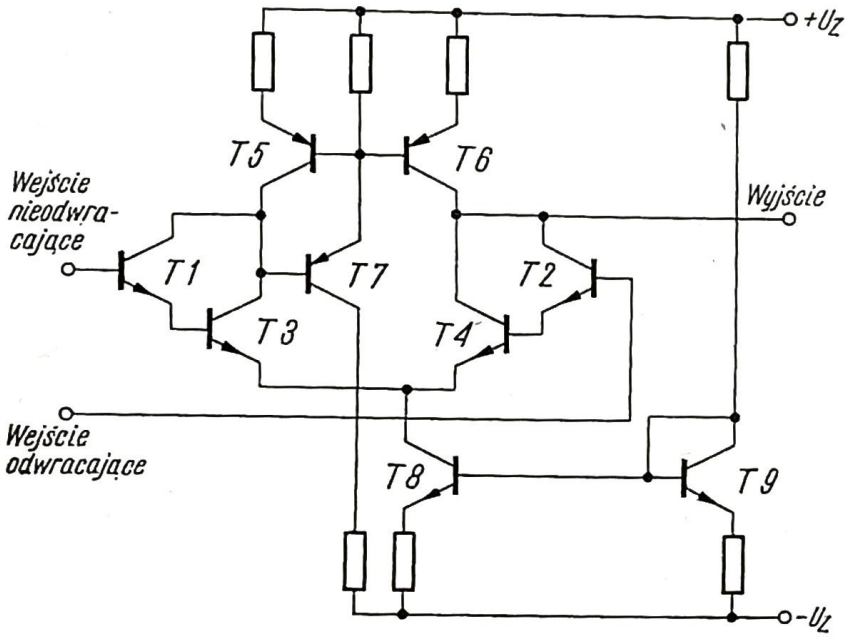
Komplementarny wtórnik emiterowy zbudowany z pary tranzystorów *n-p-n* — *p-n-p* przedstawiony na rys. 2.53d pracuję w klasie B. Sygnał dodatni powoduje przewodzenie tranzystora *T1*, natomiast tranzystor *T2* jest zablokowany w tym półokresie. W następnym półokresie tranzystor *T2* przewodzi, a *T1* jest zablokowany. Oba tranzystory mają uziemione kolektory dla przebiegów zmiennych. Diody *D1* i *D2* pomagają uzyskać odpowiedni prąd spoczynkowy stopnia wyjściowego (około 100 μA).

2.7.3
NAJWAŻNIEJSZE RODZAJE WZMACNIACZY OPERACYJNYCH

Pierwsze monolityczne wzmacniacze operacyjne, tzw. pierwszej generacji, jak np. μA 709, μA 702, a także μA 725, były układami trzystopniowymi. Podstawowym stopniem wzmacniającym był klasyczny wzmacniacz różnicowy z rezystorami jako obciążeniem kolektorowym. Wadą układów trzystopniowych jest trudna kompensacja częstotliwościowa. Wprowadzono więc do wzmacniacza różnicowego obciążenia aktywne (np. źródła prądowe) zamiast rezystorów. Zwiększono w ten sposób wzmocnienie jednego stopnia, co pozwoliło zmniejszyć liczbę stopni do dwóch, zachowując duże wzmocnienie całego układu. Tak powstały wzmacniacze tzw. drugiej generacji, np. μA 741 (Fairchild) oraz LM 101 (National Semiconductor). Kompensacja częstotliwościowa tych wzmacniaczy jest znacznie łatwiejsza — można ją zrealizować za pomocą jednego kondensatora o niewielkiej pojemności. Dlatego większość wzmacniaczy drugiej generacji ma wewnętrzną kompensację częstotliwości (np. μA 741).

Rozwój monolitycznych wzmacniaczy operacyjnych w ostatnich latach zmierza do uzyskania jak największych rezystancji wejściowych, a więc małych wejściowych prądów polaryzujących i niskich napięć niezrównoważenia. Dla uzyskania takich właściwości można stosować jedno z trzech rozwiązań stopnia wejściowego: układ Darlingtona z tranzystorami bipolarnymi, układ z tranzystorami złączowymi FET lub układ z tranzystorami super-beta. Układy z tranzystorami super-beta (np. LM 108 National Semiconductor oraz MC 1556 Motorola) są nazywane wzmacniaczami trzeciej generacji.

Stopień wejściowy typu Darlingtona z tranzystorami bipolarnymi pokazano na rys. 2.54. Wejściowe prądy polaryzujące są zmniejszone $(\beta+1)$ razy w stosunku do prądów polaryzujących tranzystorów *T3* i *T4*, co umożliwia uzyskanie

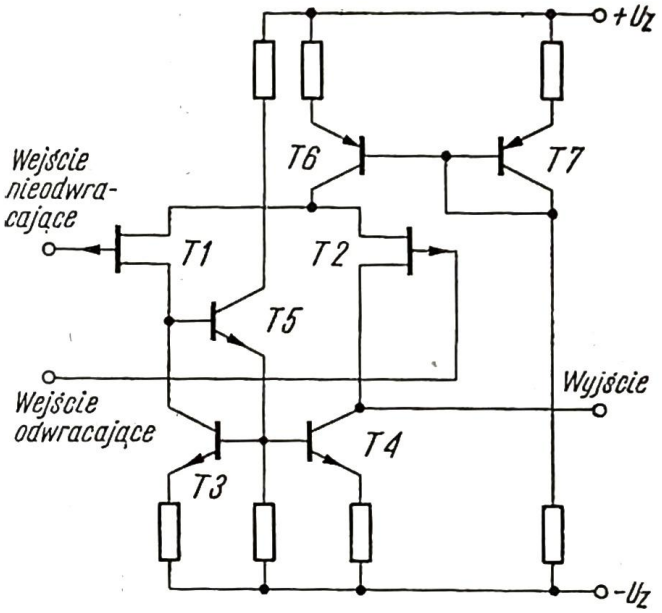


2.54. Stopień wejściowy typu Darlingtona

wartości prądów polaryzujących w zakresie 10÷100 nA. Wejściowe napięcie niezrównoważenia jest w tym układzie dwukrotnie większe niż w zwykłym wzmacniaczu różnicowym, a jego dryf temperaturowy jest także dwukrotnie większy. Dzięki zastosowaniu układu Darlingtona osiąga się wzmocnienie prądowe stopnia wejściowego równe β^2, przy czym β jest wzmocnieniem prądowym jednego tranzystora. Tranzystor *T8* polaryzowany przez *T9* pracuje jako źródło prądowe zasilające parę różnicową. Tranzystory *p-n-p T5* i *T6* stanowią aktywne obciążenie kolektorów tranzystorów wejściowych.

Duża rezystancja wejściowa tranzystorów złączowych FET w sposób naturalny predystynuje je do stosowania w stopniach wejściowych wzmacniaczy operacyjnych. Trzeba jednak stwierdzić, że napięcie niezrównoważenia oraz jego dryf są większe we wzmacniaczu różnicowym zbudowanym z tranzystorów unipolarnych niż przy stosowaniu tranzystorów bipolarnych. Produkowane obecnie wzmacniacze monolityczne z tranzystorami unipolarnymi na wejściu są stosowane tylko w tych przypadkach, gdy małe prądy wejściowe są absolutną koniecznością. Stopień wejściowy takiego wzmacniacza pokazano na rys. 2.55. Na wejściu układu znajdują się tranzystory złączowe FET z kanałem typu *p*. Są one wytwarzane w warstwie epitaksjalnej metodą podobną do wytwarzania

tranzystorów *n-p-n* z dodatkową dyfuzją, konieczną do uformowania kanału o dużej rezystywności. Źródłem prądowym zasilającym tranzystory unipolarne jest tranzystor *T6*, polaryzowany przez *T7*. Tranzystory *T3* i *T4* są obciążeniem czynnym tranzystorów wejściowych.



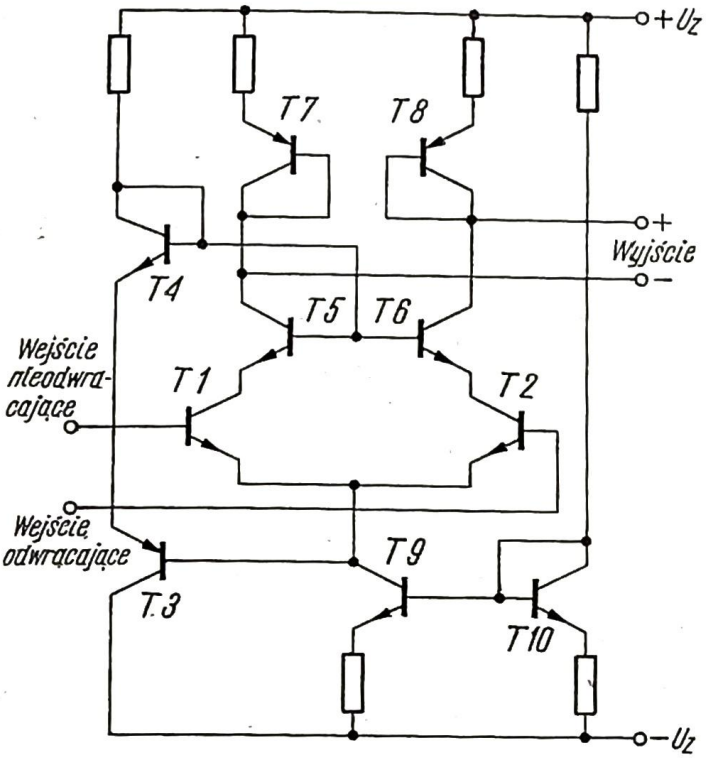
2.55. Stopień wejściowy z tranzystorami unipolarnymi

Stosując stopień wejściowy z tranzystorami złączowymi FET można zmniejszyć wejściowe prądy polaryzujące do wartości ok. 100 pA w zakresie temperatury od 0°C do 70°C. Tranzystor unipolarny wymaga do prawidłowej pracy istnienia pewnego napięcia między bramką a drenem, co jest przyczyną istnienia prądu upływowego rosnącego w funkcji temperatury. Ten prąd wzrasta prawie dwukrotnie przy wzroście temperatury o 10°C, tak więc w temperaturze +125°C (maksymalna temperatura dla serii wojskowej) prąd wejściowy osiąga wartość rzędu 10 nA.

Zastosowanie tranzystorów super-beta w stopniach wejściowych wzmacniaczy monolitycznych trzeciej generacji spowodowało, że parametry wejściowe układów monolitycznych stały się porównywalne lub lepsze od parametrów układów dyskretnych. Wykonanie tranzystora super-beta wymaga wprowadzenia dodatkowej dyfuzji do cyklu produkcyjnego układu scalonego. Do obszaru bazy wdyfundowuje się emiter w taki sposób, aby uzyskać bazę bardzo wąską. Tak utworzony tranzystor ma duże wzmocnienie β nawet przy małych prądach kolektora — np. wzmocnienie 5000 przy prądzie kolektora 0,5 μA. Bardzo wąski obszar bazy powoduje, że emiter niemal styka się z kolektorem i napięcie przebicia kolektor-emiter jest niskie — mniejsze niż 4 V.

W układzie pokazanym na rys. 2.56 tranzystory super-beta *T1* i *T2* pracują w kaskodzie z konwencjonalnymi tranzystorami *T5* i *T6*. Napięcie na bazach tranzystorów *T5* i *T6* nadąża za napięciem emiterów *T1* i *T2* dzięki sprzężeniu przez tranzystory *T3* i *T4*. Dlatego też tranzystory wejściowe pracują z napięciem kolektor-baza bliskim zeru, co bardzo zmniejsza prądy upływowe. Różnicowe napięcie wyjściowe jest pobierane z kolektorów *T5* i *T6*; tranzystory *T7* i *T8* są ich obciążeniem aktywnym.

Wzmacniacze operacyjne z przetwarzaniem (chopper-stabilized operational amplifiers), zawierające na płytce podłoża zarówno tranzystory bipolarne, jak i unipolarne złączowe i MOS, charakteryzują się niewielkimi wartościami



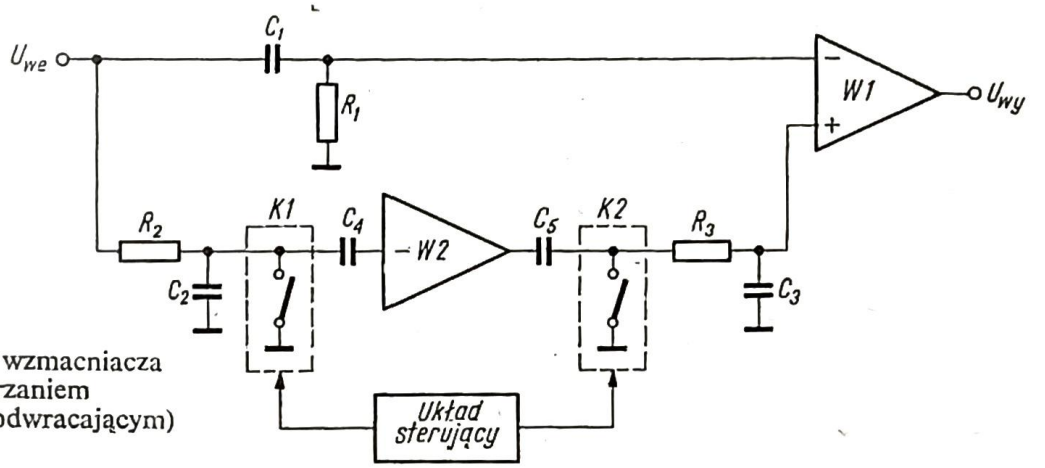
2.56. Stopień wejściowy z tranzystorami super-beta

napięć i prądów niezrównoważenia przy wyjątkowo małych dryfach tych wielkości w funkcji temperatury (np. w temperaturze $T_o = 25°C$ napięcie U_{os} wynosi 50 μV, a jego dryf 0,2 μV/°C oraz prąd $I_{os} = 100$ pA i jego dryf 1 pA/°C). Odznaczają się one również dużym wzmocnieniem przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego, zwykle rzędu 10^7. Z uwagi na wymienione zalety są one stosowane w układach próbkujących z pamięcią o wysokiej dokładności, precyzyjnych przetwornikach analogowo-cyfrowych i cyfrowo-analogowych.

Znana technika wzmacniania z przetwarzaniem, adoptowana obecnie do monolitycznych wzmacniaczy operacyjnych, pozwala na znaczne polepszenie ich parametrów.

Schemat klasycznego wzmacniacza z przetwarzaniem pokazano na rys. 2.57. Sygnał wejściowy jest rozdzielany przez filtr górnoprzepustowy C_1, R_1, który przenosi sygnał o dużej częstotliwości bezpośrednio podawany na wejście odwracające głównego wzmacniacza prądu stałego *W1*, oraz przez filtr dolnoprzepustowy R_2, C_2, który przenosi sygnał stały lub wolnozmienny. Klucz *K1* pełni funkcję modulatora, który zamienia napięcie stałe lub wolnozmienne na sygnał zmienny o proporcjonalnej do tego napięcia amplitudzie i przesunięciu fazowym 0° lub 180° — zależnie od polaryzacji napięcia wejściowego. Otrzymany sygnał zmienny jest następnie wzmacniany w dodatkowym wzmacniaczu prądu zmiennego *W2* o dużym wzmocnieniu. Sygnał wzmocniony jest z kolei demodulowany (klucz *K2*), przy czym obie operacje: modulacji i demodulacji przeprowadzane synchronicznie.

Sygnał zdemodulowany po przejściu przez wyjściowy filtr dolnoprzepustowy R_3, C_3, który usuwa z niego przerzuty pomodulacyjne, jest podawany na nieodwracające wejście wzmacniacza *W1*. Tak więc obie składowe sygnału wejścio-



2.57. Schemat blokowy wzmacniacza operacyjnego z przetwarzaniem (z jednym wejściem — odwracającym)

wego są sumowane w głównym wzmacniaczu *W1*. Dzięki sprzężeniu zmiennoprądowemu wzmacniaczy *W1* i *W2* z wejściem układu, napięcie i prąd niezrównoważenia oraz ich dryfy całego wzmacniacza są bardzo małe. W przybliżeniu dryf wzmacniacza *W1* jest redukowany przez wzmocnienie wzmacniacza *W2*.

Opisana zasada pracy wzmacniacza z przetwarzaniem jest zrealizowana praktycznie przez firmę Texas Instruments w układzie dwupłytkowym SN 62088 (patrz tablica 2.1). Stosowane są też inne sposoby wzmacniania z przetwarzaniem, np. firma Harris Semiconductor w układzie HA-2900 stosuje sprzężenia bezpośrednie, przy czym główny wzmacniacz odłącza się periodycznie od sygnału wejściowego i sprowadza się jego napięcie niezrównoważenia do zera. Układ HA-2900 — podobnie jak SN 62088 — ma wejście odwracające i nieodwracające i jest bardzo rozbudowany (płytka zawiera 256 elementów aktywnych).

W tablicy 2.1 porównano parametry czterech omówionych układów z parametrami standardowego wzmacniacza operacyjnego drugiej generacji μA 741. Jak widać, tylko wzmacniacz z przetwarzaniem łączy w sobie dobre właściwości stałoprądowe (napięcie i prąd niezrównoważenia, ich dryfy, wzmocnienie) i zmiennoprądowe (szybkość i czas narastania napięcia wyjściowego, szerokość pasma). Są to jednak wzmacniacze bardzo skomplikowane układowo i w związku z tym najbardziej kosztowne. Mały wejściowy prąd polaryzujący i prąd niezrównoważenia otrzymuje się w układzie μA 740, który jednocześnie ma największe napięcie niezrównoważenia i największy dryf tego napięcia. Małe wejściowe napięcie niezrównoważenia uzyskuje się we wzmacniaczu super-beta LM 108, lecz wzmacniacz ten ma najmniejszą szybkość narastania napięcia wyiściowego, spowodowaną małymi wartościami prądów polaryzujących tranzystory w stopniu wejściowym. Warto zauważyć, że wzmacniacz LM 108 ma najmniejszą dopuszczalną moc traconą. Wzmocnienia z otwartą pętlą wszystkich porównywanych wzmacniaczy są zbliżone, prócz układu SN 62088.

Poważną wadą większości monolitycznych wzmacniaczy operacyjnych jest mała górna częstotliwość graniczna oraz mała szybkość narastania napięcia wyjściowego S_{wy}. Obie te wielkości są uwarunkowane m.in. częstotliwością

PORÓWNANIE PARAMETRÓW RÓŻNYCH RODZAJÓW MONOLITYCZNYCH WZMACNIACZY OPERACYJNYCH

Tablica 2.1

Parametr (T_o = 25°C) Typ	Jedn.	Standardowy µA 741	Darlington MC 1531	FET µA 740	Super-beta		Z przetwarzaniem SN62088
					MC 1556	LM 108	
Wejściowy prąd polaryzujący (maks.)	nA	500	150	0,2	15	2	0,5
Wejściowy prąd niezrównoważenia (maks.)	nA	200	25	0,04	2	0,2	ok. 0,1
Wejściowe napięcie niezrównoważenia (maks.)	mV	5	10	20	4	2	0,035
Współczynnik cieplny wejściowego napięcia niezrównoważenia (typ.)	µV/°	6	20	50	30	15	0,6
Wzmocnienie z otwartą pętlą (min.)	V/V	50 000	2 500	50 000	100 000	50 000	ok.5 ·10⁶
Współczynnik tłumienia sygnału nieróżnicowego (min.)	dB	70	60	64	80	85	
Szybkość zmian napięcia wyjściowego (typ.)	V/µs	0,5	1	6	2,5	0,3	25
Napięcie zasilania	V	±15	±6	±15	±15	±15	
Moc rozpraszana	mW	85	150	156	45	12	
Wewnętrzna kompensacja częstotliwości		+	−	+	+	−	

graniczną bocznych tranzystorów *p-n-p* stosowanych na drodze sygnału.Ostatnio wprowadzono ulepszenie w technologii tranzystorów bocznych, polegające na wykonaniu dodatkowych wyprowadzeń bazy, do których doprowadzane jest napięcie od 1 do 3 V. Dzięki temu powstaje wspomagające pole elektryczne między emiterem i kolektorem. Wzmocnienie prądowe tranzystora bocznego wzrasta wtedy do ok. 100, częstotliwość f_T zaś — do 300 MHz.

Szybkość narastania napięcia wyjściowego zależy od wartości prądów ładujących kondensatory wewnątrz i na zewnątrz wzmacniacza. Stosując tranzystory super-beta pracujące przy większych prądach oraz wspomniane powyżej udoskonalenie tranzystorów bocznych, można wyprodukować wzmacniacz operacyjny o szerokości pasma przy wzmocnieniu 1 równej 200 MHz i szybkości narastania napięcia wyjściowego 200 V/µs.

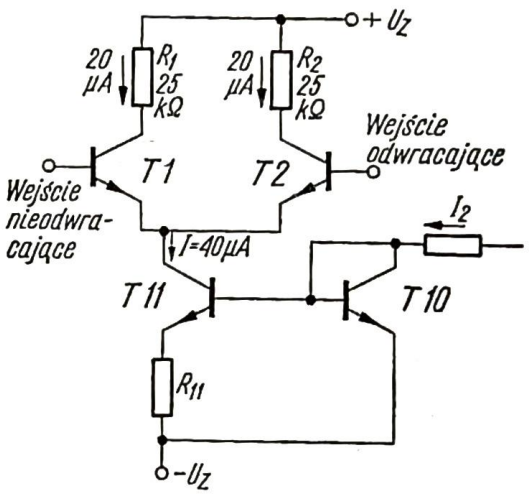
2.7.4
OPIS POPULARNYCH TYPÓW WZMACNIACZY: µA 709, LM 101A, µA 741, LM 108

2.7.4.1
BUDOWA WZMACNIACZA µA 709 FIRMY FAIRCHILD

Jest to jeden z najwcześniejszych wzmacniaczy monolitycznych, opracowany przez firmę Fairchild Semiconductor i produkowany przez wiele firm — m.in. SGS, Sescosem (pod nazwą SFC 2709) oraz Teslę (MAA 501). Układ µA 709

należy do pierwszej generacji wzmacniaczy monolitycznych — jego podstawowym stopniem wzmacniającym jest konwencjonalny wzmacniacz różnicowy.

Stopień wejściowy μA 709 pokazano na rys. 2.58. Jest to wzmacniacz różnicowy o emiterach zasilanych ze źródła prądowego takiego typu, jaki był omówiony w p. 2.7.2.2. Przyjmując, że wejściowy prąd polaryzujący bazy wynosi



2.58. Stopień wejściowy wzmacniacza μA 709

ok. 400 nA, a wzmocnienie prądowe tranzystorów *T1* i *T2* — ok. 50, można obliczyć wartość prądu emitera każdego z tranzystorów, wynoszącą około 20 μA. Prąd I ze źródła prądowego musi mieć wartość 40 μA, natomiast rezystancja dyfuzyjna emitera:

$$r_E = \frac{kT}{qI_E} = 1{,}5\ \text{k}\Omega$$

Jak wynika ze wzorów (2.69) i (2.70), prąd I, a więc także prąd I_E, wzrasta przy wzroście temperatury, kompensując zmianę wartości r_E. Dzięki temu wzmocnienie napięciowe stopnia wejściowego, które zgodnie ze wzorem (2.77) wynosi

$$K_1 = \frac{R}{r_E} = 16{,}6$$

jest stabilne przy zmianach temperatury, przy czym $R_1 = R_2 = R$.

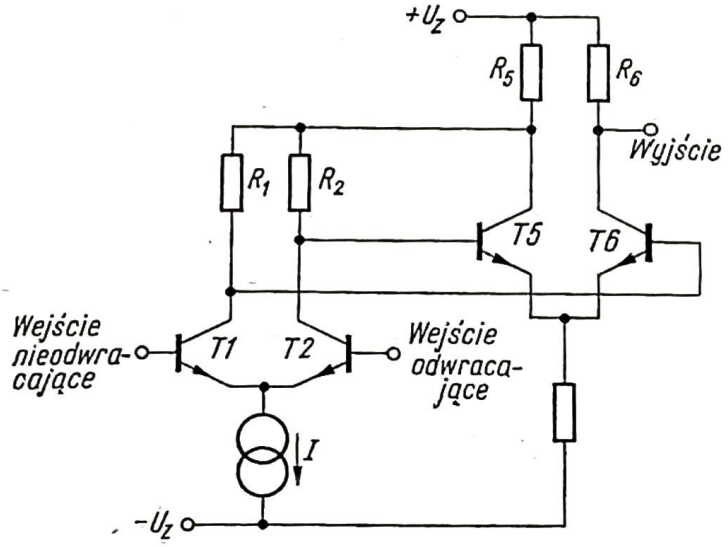
Rezystancję wejścia różnicowego można obliczyć ze wzoru (2.78):

$$R_d = 2\beta r_E = 150\ \text{k}\Omega$$

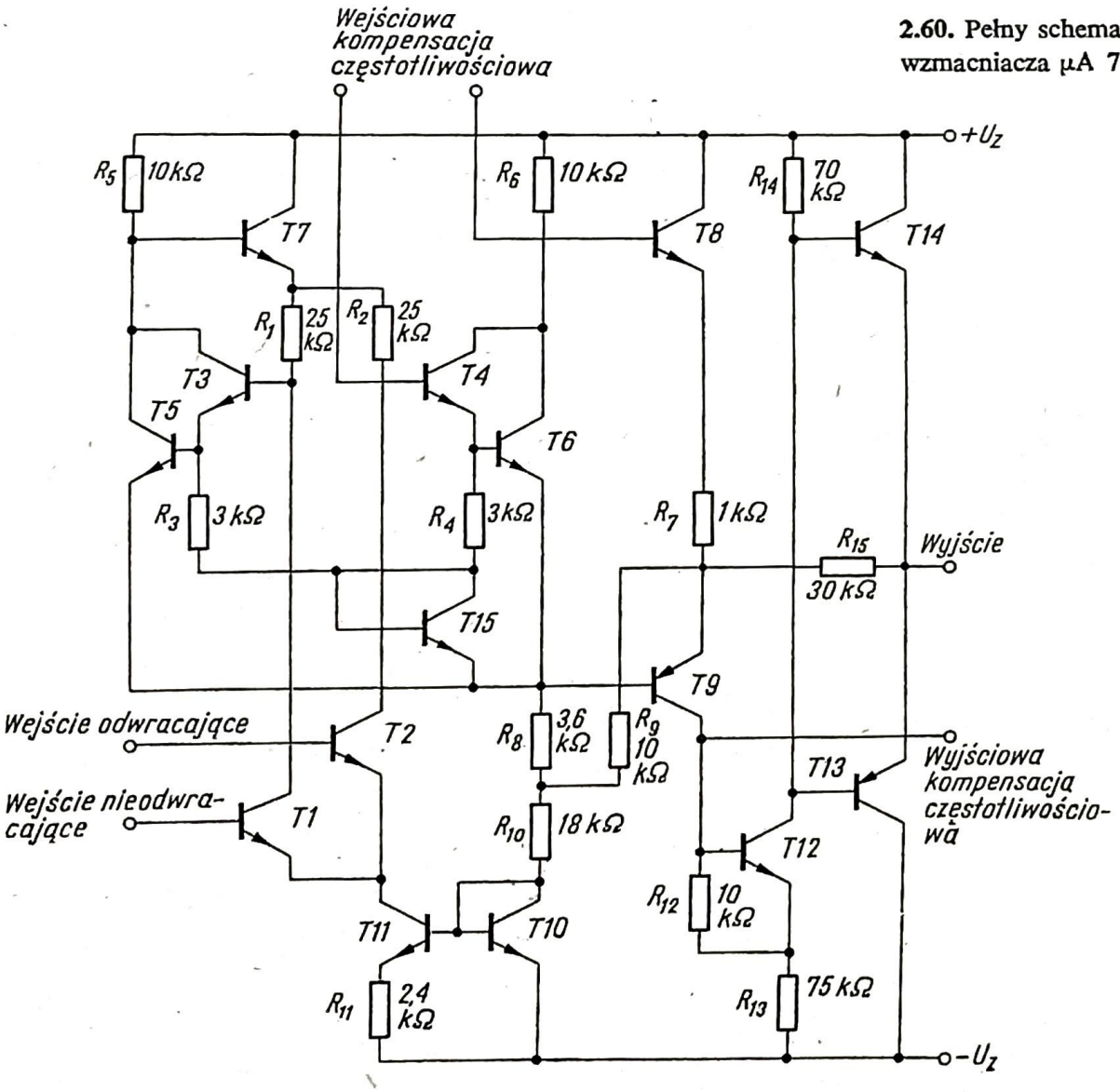
Drugi stopień wzmacniacza μA 709 pokazano w uproszczeniu na rys. 2.59. Jest to stopień o wejściu symetrycznym i wyjściu niesymetrycznym. Tranzystor *T6* pełni funkcję wzmacniacza, *T5* zaś zapewnia symetryczną polaryzację, a także jest inwerterem o wzmocnieniu 1 — dzięki czemu tranzystor *T6* jest sterowany pełnym różnicowym napięciem wyjściowym pierwszego stopnia. Pełny układ drugiego stopnia wzmacniającego można zobaczyć na schemacie całego wzmacniacza (rys. 2.60). Zamiast tranzystorów *T5* i *T6* — pokazanych na schemacie uproszczonym — stosowane są układy Darlingtona *T3* i *T5* oraz *T4* i *T6*. Powoduje to zwiększenie rezystancji wejściowej, a więc zmniejszenie obciążenia wyjścia pierwszego stopnia. Zastosowanie układów Darlingtona podwaja napięcie niezrównoważenia, co nie ma decydującego znaczenia w drugim stopniu wzmacnia-

jącym. Tranzystor *T15* oraz rezystory R_3 i R_4 służą do stabilizacji punktu pracy układu Darlingtona. Tranzystory *T7* i *T8* tworzą separujące wtórniki emiterowe. Wzmocnienie napięciowe drugiego stopnia wynosi:

$$K_2 = \frac{R_6}{r_{E6}} = 65$$



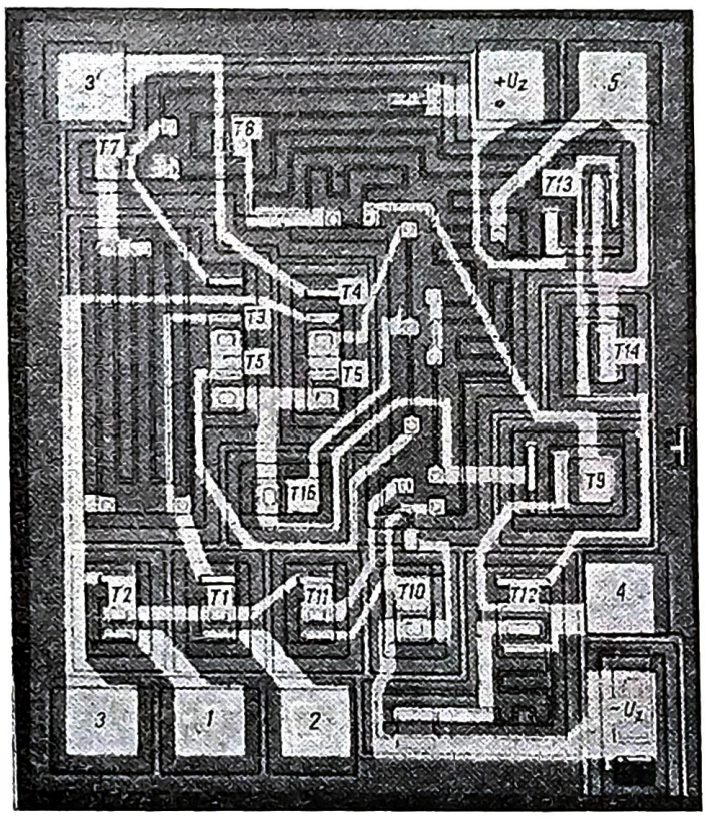
2.59. Pierwszy i drugi stopień wzmacniacza μA 709



2.60. Pełny schemat wzmacniacza μA 709

Przesunięcie poziomu napięcia między stopniem drugim i trzecim jest zrealizowane za pomocą bocznego tranzystora *p-n-p T9*. W stopniu wyjściowym zastosowano układ symetrycznie komplementarny, składający się z tranzystora *n-p-n T14* oraz z tranzystora *p-n-p* typu podłożowego *T13*. Tranzystory *T13* i *T14* nigdy nie są jednocześnie w stanie przewodzenia. Do przejścia od stanu przewodzenia tranzystora *T13* do przewodzenia *T14* w układzie tego typu potrzebna jest dość duża zmiana napięcia na bazach, równa 1,2 V. W celu zmniejszenia tej wartości, a także dla zmniejszenia rezystancji wyjściowej, zastosowano silne ujemne sprzężenie zwrotne przez rezystor R_{15}. O wzmocnieniu napięciowym stopnia decyduje stosunek rezystancji R_{15} do R_7:

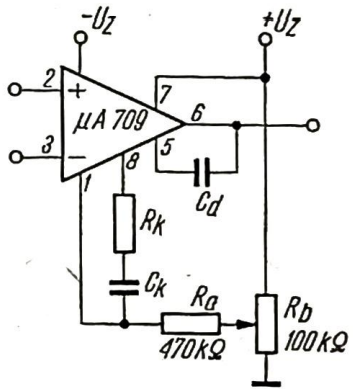
$$K_3 = \frac{R_{15}}{R_7} \approx 30$$



2.61. Widok płytki wzmacniacza operacyjnego μA 709 firmy Fairchild (w powiększeniu)

1 — wejście odwracające,
2 — wejście nieodwracające,
3, 3' — wejściowa kompensacja częstotliwościowa,
4 — wyjściowa kompensacja częstotliwościowa,
5 — wyjście

2.62. Elementy kompensujące wzmacniacz μA 709



R_k, C_k, C_d — do kompensacji częstotliwościowej,
R_a, R_b — do kompensacji wyjściowego napięcia niezrównoważenia

W chwili przełączania prądu z tranzystora *T13* do *T14* oba tranzystory są zablokowane, sprzężenie zwrotne przestaje działać i układ pracuje przy dużym wzmocnieniu, równym ok. 330. W rezultacie do zmiany stanu tranzystorów wystarcza zmiana napięcia na bazach, wynosząca 1,2 V/330 = 3,6 mV. W odniesieniu do wejścia całego wzmacniacza ta wartość wynosi 3,5 μV.

Na rys. 2.61 przedstawiono widok płytki wzmaniacza operacyjnego μA 709.

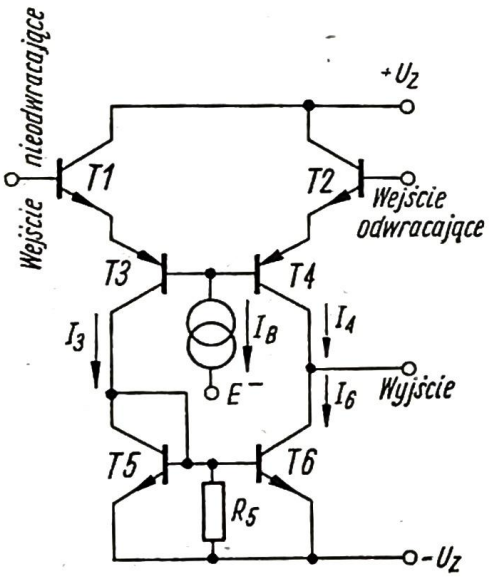
Wzmacniacz μA 709 ma kilka wad, z których najważniejszymi są: brak zabezpieczenia wyjścia, występowanie zjawiska blokowania (patrz p. 2.10), konieczność zewnętrznej kompensacji częstotliwościowej za pomocą trzech lub

czterech elementów (patrz p. 2.8). Kompensację częstotliwościową zapewnia się przez dołączenie zewnętrznego obwodu R_k, C_k (rys. 2.62), który wprowadza ujemne sprzężenie zwrotne z kolektora na bazę tranzystora *T4*. Dołączenie dodatkowego kondensatora C_d między wyjście i bazę tranzystora *T12* pozwala na skompensowanie wpływu pasożytniczych pojemności na bazie tranzystora *T14*. Zwykle wartości elementów kompensujących zaleca wytwórca.

2.7.4.2
BUDOWA WZMACNIACZA LM 101 A FIRMY NATIONAL SEMICONDUCTOR

Wzmacniacz LM 101 A, opracowany w 1968 roku przez firmę National Semiconductor, a produkowany przez wiele innych firm — m.in. przez Sescosem pod nazwą SFC 2101 A, należy do drugiej generacji wzmacniaczy monolitycznych. Zasadniczą cechą różniącą te wzmacniacze od układów pierwszej generacji jest zastosowanie obciążeń czynnych w kolektorach tranzystorów poszczególnych stopni wzmacniających. Uzyskane dzięki temu zwiększenie wzmocnienia pozwoliło zredukować liczbę stopni do dwóch, zachowując dużą wartość wzmocnienia całego wzmacniacza.

Stopień wejściowy LM 101 A pokazano w uproszczeniu na rysunku 2.63. Tranzystory wejściowe *T1* i *T2* pracują jako wtórniki emiterowe, sterujące różnicowo emitery *T3* i *T4*. Tranzystory *T3* i *T4* są bocznymi tranzystorami *p-n-p*



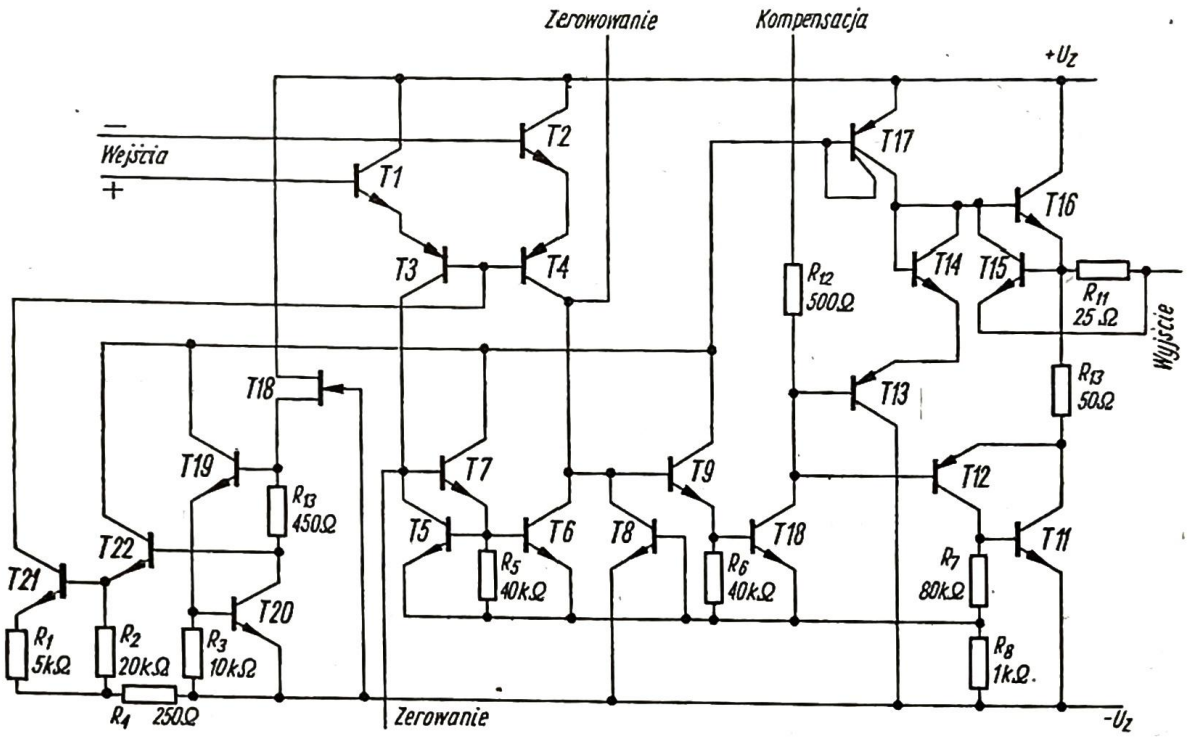
2.63. Stopień wejściowy wzmacniacza LM 101 A firmy National Semiconductor

i ze względu na słabe właściwości częstotliwościowe pracują w układzie WB. Bazy tranzystorów *T3* i *T4* są zasilane ze źródła prądowego prądem $I_B = 8\ \mu A$. Tranzystory *T5* i *T6* tworzą źródło prądowe, będące obciążeniem tranzystora *T4*. Zaletą tej konfiguracji jest pełne wykorzystanie różnicowego wzmocnienia prądowego na niesymetrycznym wyjściu z kolektora *T4*. Jeśli prąd I_4 wzrasta, to I_3 maleje o tę samą wartość, powodując jednakowe zmalenie prądu I_6 ($I_4 = I_6$ w stanie równowagi). W rezultacie powstaje zmiana prądu wyjściowego, równa $(I_4 - I_6)$. Ponieważ prąd I_6 jest zawsze równy I_3, więc zmiana prądu wyjściowego wynosi $(I_4 - I_3)$. Wzmocnienie pierwszego stopnia jest równe ok. 2000.

Dzięki zastosowaniu omawianego stopnia wejściowego osiągnięto kilka korzyści. Między innymi uzyskano:

— konieczne przesunięcie poziomu napięciowego, stosując tranzystory *p-n-p* w konfiguracji WB redukującej wpływ ich słabych właściwości częstotliwościowych na częstotliwość graniczną wzmacniacza;
— dużą impedancję wyjściową pierwszego stopnia, ok. 2 MΩ, co ułatwia kompensację częstotliwościową;
— duże wzmocnienie napięciowe, gdyż impedancja obciążenia kolektora *T4* jest bardzo duża (praktycznie równa impedancji wejściowej drugiego stopnia);
— podwojenie impedancji wejściowej wynikające z wprowadzenia dwóch dodatkowych złączy baza-emiter;
— duże dopuszczalne napięcie różnicowe między wejściami (prawie równe napięciu zasilania) — wynika ono z zastosowania bocznych tranzystorów *p-n-p* o równomiernie domieszkowanej bazie, mających jednakowe maksymalne napięcia U_{EB} i U_{CB}, wynoszące ok. 80÷ 90 V.

Pełny schemat wzmacniacza LM 101 A pokazano na rys. 2.64.



2.64. Pełny schemat wzmacniacza LM 101 A

Tranzystory *T18* ÷ *T22* tworzą źródło prądowe zasilające bazy tranzystorów *T3* i *T4* prądem $I = 8$ μA. Tranzystor FET *T18* również stanowi źródło prądowe, dostarczające do kolektora *T20* prąd 80 μA.

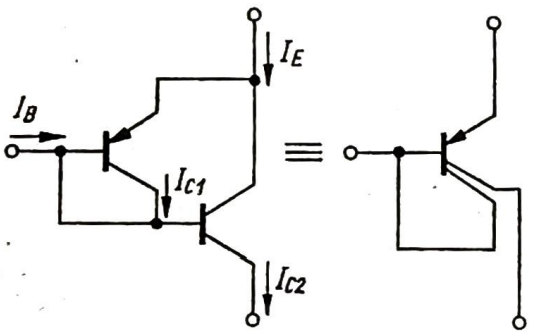
Drugi stopień wzmacniający tworzą tranzystory *T9* i *T10*, obciążeniem kolektorowym jest źródło prądowe *T17*. Kolektor tranzystora *T10* jest wyprowadzony na zewnątrz przez rezystor 500 Ω. Między tym zaciskiem a bazą tranzystora *T9* włącza się kondensator kompensujący 30 pF. Ulepszony układ wzmacniacza o nazwie LM 107 nie wymaga kompensacji zewnętrznej, gdyż zawiera kondensator scalony 30 pF.

Na wyjściu wzmacniacza zastosowano układ komplementarny spolaryzowany w klasie B przez tranzystory *T13* i *T14*. Tranzystory *T11* i *T12* są złożonym tranzystorem *p-n-p*. Rezystor R_{11} i tranzystor *T15* służą do zabezpieczenia przed zbyt dużymi dodatnimi prądami wyjściowymi. Przy odpowiednio dużym spadku napięcia na R_{11} następuje odblokowanie tranzystora *T15* i zwarcie bazy tranzystora *T16* z emiterem.

Trzy tranzystory *p-n-p* w omawianym wzmacniaczu: *T3*, *T4* i *T17* są tranzystorami dwukolektorowymi. Pracują one w konfiguracji pokazanej na rys. 2.65. Można wykazać, że wzmocnienie takiego układu jest równe stosunkowi prądów kolektorów:

$$K_i = \frac{dI_{C2}}{dI_B} = \frac{I_{C2}}{I_{C1}}$$

który w tranzystorze bocznym jest ściśle określony geometrią tranzystora. Dzięki temu uzyskuje się tranzystory *p-n-p* o wzmocnieniu niewielkim, lecz dokładnie określonym (np. tranzystory *T3* i *T4* mają wzmocnienia równe 4).



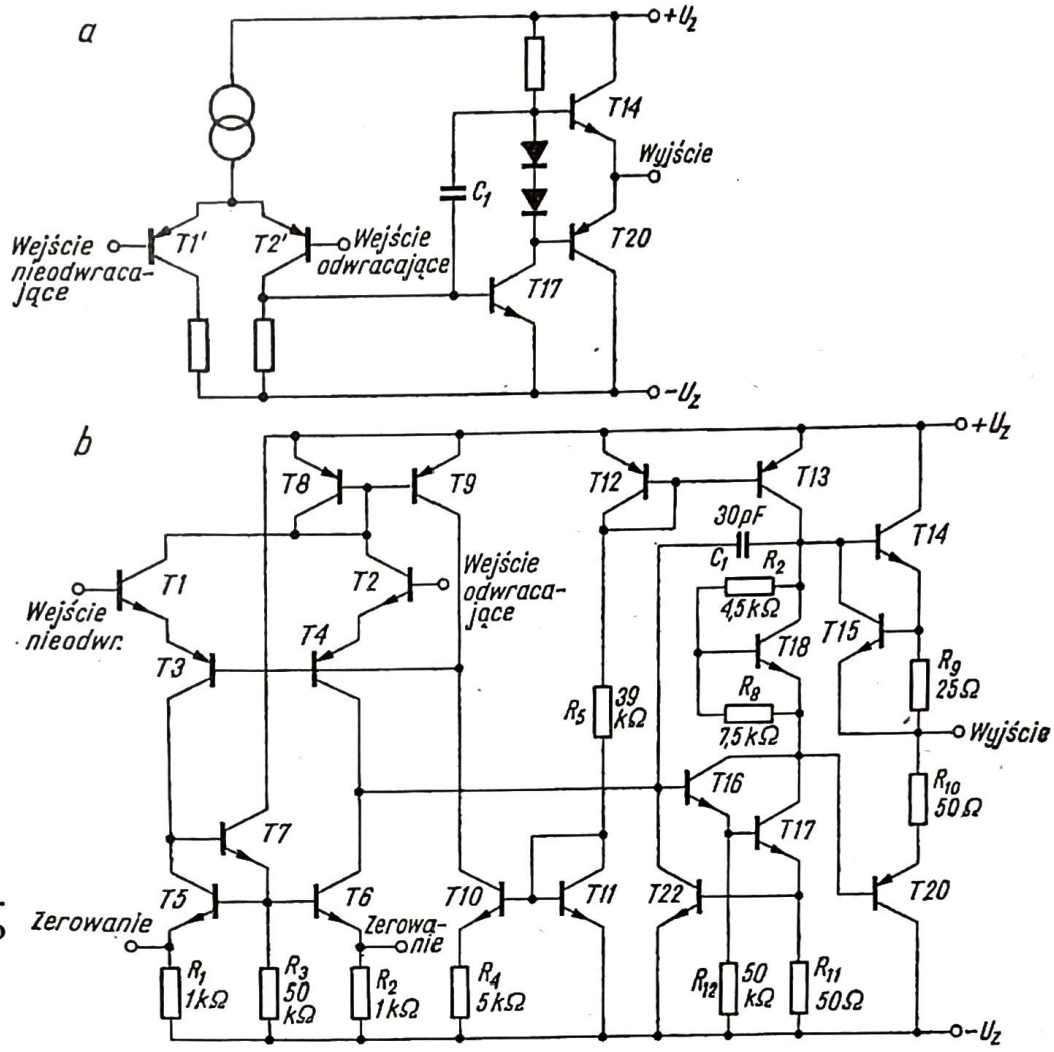
2.65. Tranzystor dwukolektorowy

Głównymi zaletami wzmacniacza drugiej generacji LM 101 A w porównaniu ze wzmacniaczem pierwszej generacji, jakim jest μA 709, są:
— mniejsze wejściowe prądy polaryzujące,
— zwiększenie wzmocnienia z otwartą pętlą,
— zabezpieczenie wyjścia przed przekroczeniem prądu dopuszczalnego,
— łatwa kompensacja częstotliwościowa,
— duży zakres dopuszczalnego wejściowego napięcia różnicowego oraz napięcia zasilania.

2.7.4.3
BUDOWA WZMACNIACZA μA 741 FIRMY FAIRCHILD

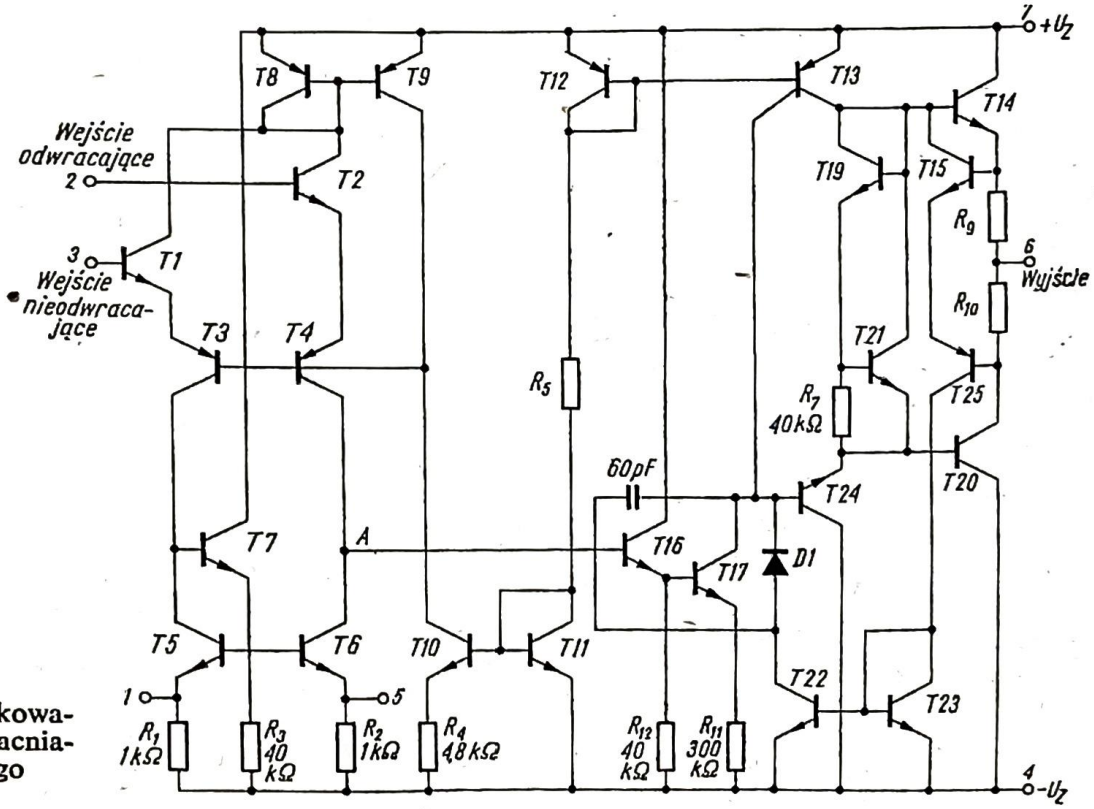
Wzmacniacz monolityczny μA 741 został opracowany przez firmę Fairchild Semiconductor i jest produkowany również m.in. przez Sescosem jako SFC 2741 oraz SGS — jako L 141 T2. Układ μA 741 należy do drugiej generacji wzmacniaczy i ma aktywne obciążenia kolektorów w swych stopniach wzmacniających.

Na rys. 2.66a pokazano uproszczony schemat wzmacniacza μA 741, na rys. 2.66b zaś — schemat pełny. Stopień wejściowy tworzą tranzystory *T1* ÷ *T7*. Wzmocnienia prądowe tranzystorów *T1* i *T2* wynoszą ok. 200. Bazy tranzysto-



2.66. Schemat wzmacniacza operacyjnego μA 741

a — uproszczony,
b — pełny

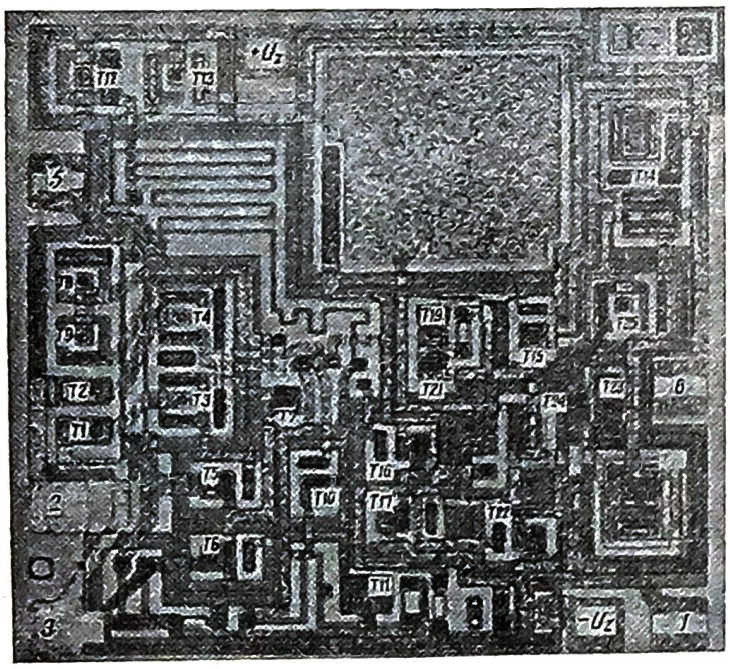


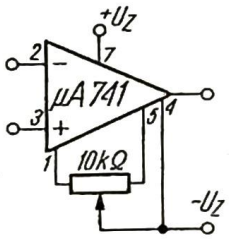
2.67. Zmodyfikowana wersja wzmacniacza operacyjnego μA 741

rów *T3* i *T4*, a także kolektory *T1* i *T2* (za pośrednictwem tranzystorów *T8* i *T9*) są zasilane ze źródła prądowego *T10*, *T11* — podobnego do źródła stosowanego w μA 709. Taki system zasilania uniezależnia prąd zasilający stopień wejściowy od wzmocnienia prądowego tranzystorów bocznych *T3* i *T4*. Dzięki temu unika się konieczności stosowania jako *T3* i *T4* tranzystorów dwukolektorowych o ściśle określonym wzmocnieniu.

Drugim stopniem wzmacniającym jest układ Darlingtona (*T16*, *T17*). Tranzystor *T17* jest obciążony źródłem prądowym *T12*, *T13*, co zapewnia duże wzmocnienie napięciowe tego stopnia. Między wyjściem i wejściem drugiego stopnia znajduje się kompensujący kondensator scalony C_1 typu MOS. Dzięki dużej rezystancji wejściowej drugiego stopnia wzmacniającego — ok. 1 MΩ — niewielka pojemność, ok. 30 pF, wystarcza do uzyskania odpowiedniego nachylenia charakterystyki wzmocnienia w funkcji częstotliwości. Nachylenie to wynosi 20 dB/dekadę (6 dB/oktawę) począwszy od częstotliwości 10 Hz. Wzmocnienie z otwartą pętlą jest równe 1 przy częstotliwości 800 kHz. Przesunięcie fazy wynosi wtedy 80°. Wzmacniacz nie wymaga więc żadnej kompensacji zewnętrznej, nawet przy wzmocnieniu z zamkniętą pętlą równym 1. W tych przypadkach, gdy nachylenie charakterystyki 20 dB/dekadę nie jest odpowiednie, można zamiast wzmacniacza μA 741 stosować jego równoważnik μA 748, mający końcówki do kompensacji wyprowadzone na zewnątrz.

Na wyjściu wzmacniacza μA 741 znajduje się konwencjonalny układ komplementarny *T14*, *T20*, pracujący w klasie AB dzięki spolaryzowaniu go prądem ok. 60 μA. Układ jest zabezpieczony przed przekroczeniem prądu wejściowego w obu kierunkach. Dodatni prąd wyjściowy jest ograniczony do wartości 25 mA. Przy przekroczeniu tej wartości następuje odblokowanie tranzystora *T15* w rezul-





2.68. Widok płytki wzmacniacza operacyjnego μA 741 firmy Fairchild (w powiększeniu)

2.69. Kompensacja napięcia niezrównoważenia we wzmacniaczu μA 741

tacie wzrostu spadku napięcia na rezystancji R_9. Przy zbyt dużym prądzie ujemnym spadek napięcia na rezystorze R_{11} powoduje przewodzenie tranzystora *T22*.

Nieco zmodyfikowaną wersję wzmacniacza μA 741 przedstawiono na rys. 2.67. Podobnie jak w układzie z rys. 2.66, stopień wejściowy zapewnia wzmocnienie napięciowe około 60 dB, drugi zaś stopień wzmacniający — około 45 dB. Wyjściowy układ komplementarny *T14*, *T20* pracuje tutaj w klasie B i jest sterowany przez tranzystor *T24*, a odpowiednią polaryzację zapewniają tranzystory *T19* i *T21*. Oba ostatnie elementy spełniają funkcję diod *D1* i *D2* z rys. 2.53d. Tranzystory *T15* i *T22* oraz rezystory R_9 i R_{10} tworzą układ zabezpieczenia wyjścia wzmacniacza przed zwarciem. Na rys. 2.68 przedstawiono widok płytki wzmacniacza operacyjnego μA 741 z rys. 2.67.

We wzmacniaczu μA 741 istnieje możliwość kompensacji wejściowego napięcia niezrównoważenia przez włączenie potencjometru między emitery tranzystorów *T5* i *T6*, których końcówki są wyprowadzone na zewnątrz. Sposób włączenia potencjometru pokazano na rys. 2.69.

2.7.4.4
BUDOWA WZMACNIACZA LM 108 FIRMY NATIONAL SEMICONDUCTOR

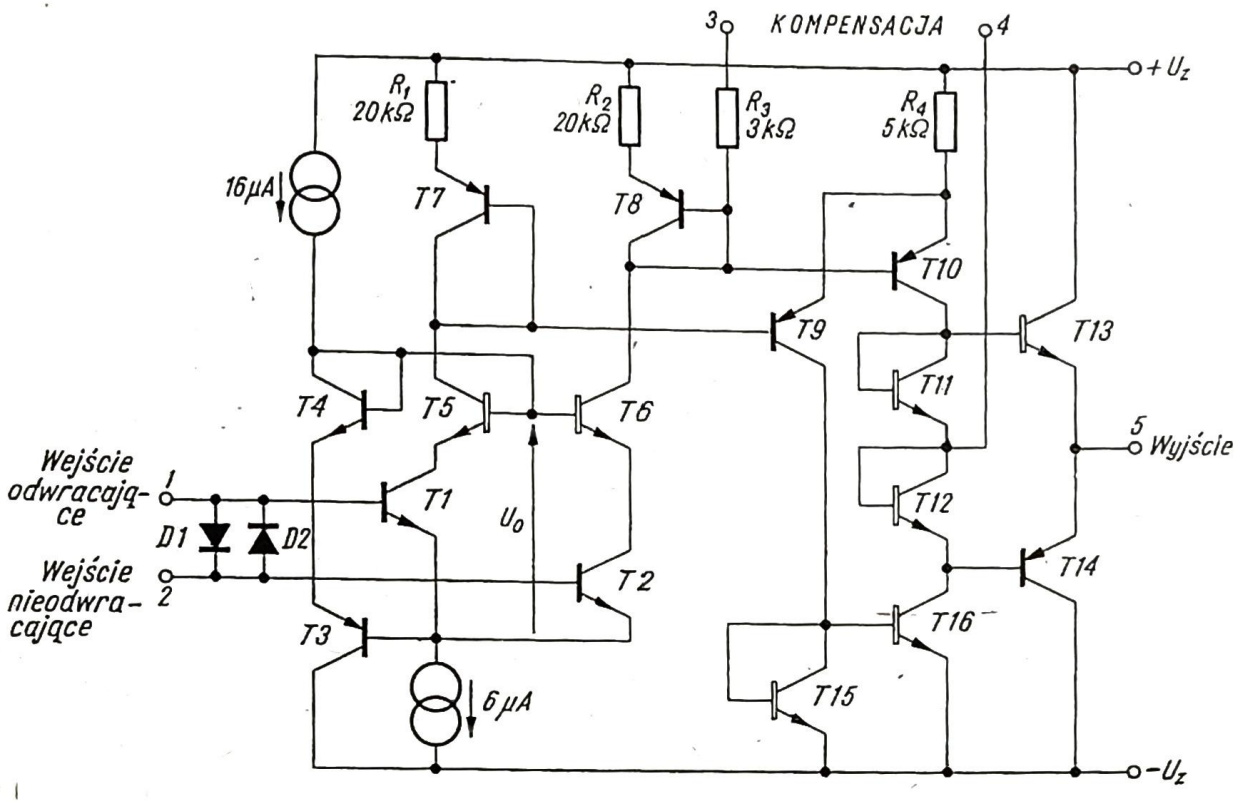
Wzmacniacz LM 108 opracowany przez firmę National Semiconductor, a produkowany w Europie m.in. przez Sescosem pod nazwą SFC 2108, należy do wzmacniaczy trzeciej generacji. Zastosowano w nim tranzystory bipolarne tzw. „superbeta", które dzięki specjalnej technologii wytwarzania mają bardzo wąskie bazy, a więc mają duże wzmocnienie prądowe nawet przy niewielkich prądach polaryzujących. Wzmocnienie prądowe tych tranzystorów wynosi ok. 5000 przy prądzie kolektora równym 1 μA. Z tego względu tranzystory „super-beta" mogą pracować przy napięciach U_{CB} bliskich zeru, co znacznie zmniejsza prądy upływowe.

Wzmacniacze „super-beta" dysponują parametrami lepszymi pod wieloma względami od parametrów wzmacniaczy z tranzystorami złączowymi FET. Obecnie wzmacniacze FET górują nad układami „super-beta" tylko pod jednym względem — mają mniejsze wartości prądów polaryzujących w temperaturze pokojowej. Silna zależność prądu niezrównoważenia od temperatury (patrz rys. 2.72), duże prądy upływowe oraz duże napięcia niezrównoważenia, spowodowane trudnością uzyskania jednakowych parametrów tranzystorów FET w parze wejściowej, powodują jednak, że układy „super-beta" — takie jak LM 108 — są w większości zastosowań bardziej przydatne i konkurują z najlepszymi wzmacniaczami wykonanymi z elementów dyskretnych.

Uproszczony schemat wzmacniacza LM 108 pokazano na rys. 2.70. W układzie są stosowane dwa rodzaje tranzystorów *n-p-n*: tranzystory bipolarne „superbeta" o wzmocnieniu prądowym 5000 i napięciu przebicia 4 V oraz konwencjonalne scalone tranzystory bipolarne o wzmocnieniu 200 i napięciu przebicia 80 V. W celu odróżnienia na rysunku obu rodzajów tranzystorów *n-p-n* — bazy konwencjonalnych tranzystorów *n-p-n* narysowano pogrubione.

Pierwszy stopień wzmacniający jest wzmacniaczem różnicowym, który tworzą tranzystory „super-beta" *T1* i *T2* o emiterach zasilanych ze źródła prą-

dowego 6 μA, pracujące w kaskodzie z tranzystorami *T5* i *T6*. Układ jest zaprojektowany w taki sposób, że napięcia na bazach tranzystorów *T5* i *T6* nadążają za zmianami napięcia na emiterach *T1* i *T2* dzięki sprzężeniu przez tranzystory



2.70. Uproszczony schemat wzmacniacza LM 108

T3 i *T5*. Wskutek tego tranzystory *T1* i *T2* pracują przy zerowym napięciu między bazą i kolektorem. Można to łatwo wykazać uwzględniając, że napięcie oznaczone na schemacie przez U_o jest równe $2U_{BE}$ (suma napięć U_{BE} tranzystorów *T3* i *T4*). Spadki napięcia na tranzystorach *T1* i *T2* wynoszą więc:

$$U_{CE1} = U_{CE2} = U_o - U_{BE5} = U_o - U_{BE6}$$

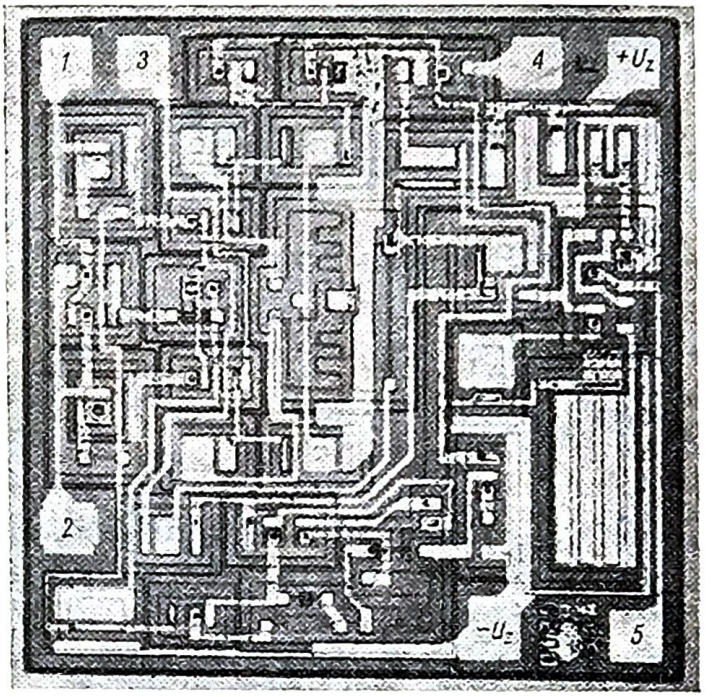
skąd wynika, że $U_{CB1} = U_{CB2} = 0\,\text{V}$.

Praca tranzystorów wejściowych przy napięciach U_{CB} równych zeru znacznie zmniejsza prądy upływowe, a także poprawia współczynnik tłumienia sygnału nieróżnicowego, gdyż zmiany sygnału wspólnego nie są odczuwane przez tranzystory *T1* i *T2*. Diody *D1* i *D2* służą do ograniczenia napięcia wejściowego.

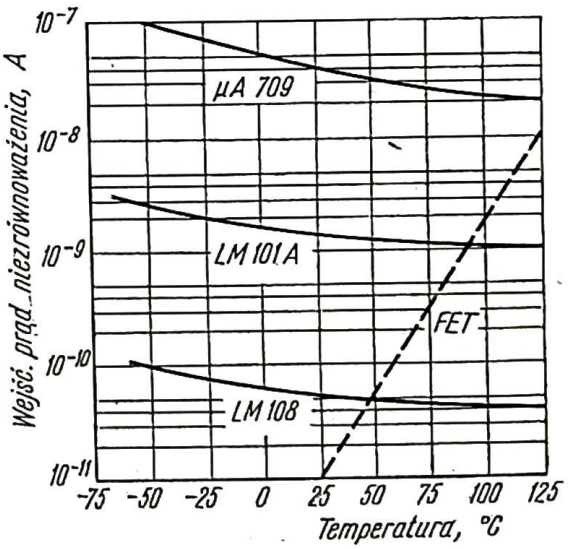
Drugi stopień wzmacniający jest zbudowany z bocznych tranzystorów *p-n-p*: *T9* i *T10* o dużym wzmocnieniu, pracujących z obciążeniem aktywnym *T15*, *T16*. Wzmocnienie prądowe tranzystorów *T9* i *T10* wynosi 150, a napięcie przebicia 80 V. Tranzystory *T7* i *T8*, będące również tranzystorami bocznymi, pracują w połączeniu diodowym i służą do kompensacji napięć baza-emiter w drugim stopniu, powodując, że prąd zasilający drugi stopień (przez R_4) jest dwukrotnie większy niż w pierwszym stopniu. Na wyjściu wzmacniacza znajduje się układ komplementarny, spolaryzowany w klasie *B* za pomocą tranzystorów *T11* i *T12*.

Na rys. 2.71 przedstawiono widok płytki wzmacniacza operacyjnego LM 108.

We wzmacniaczu LM 108 można stosować dwie metody kompensacji częstotliwości. Pierwszy sposób kompensacji polega na włączeniu kondensatora 30 pF między wyprowadzone na zewnątrz końcówki wejścia i wyjścia drugiego stopnia wzmacniającego. Stosując drugą metodę należy włączyć kondensator 100 pF między wyjściem drugiego stopnia i masą. Ta metoda — według danych firmy National Semiconductor — poprawia dziesięciokrotnie współczynnik tłumienia wpływu zasilania przy dużych częstotliwościach.



2.71. Widok płytki wzmacniacza operacyjnego LM 108 firmy National Semiconductor (w powiększeniu)

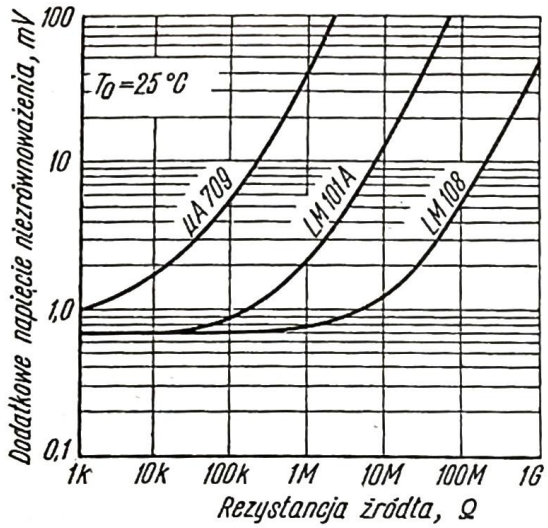


2.72. Zależność wejściowego prądu niezrównoważenia od temperatury we wzmacniaczach LM 108, LM 101A oraz μA 709

Wzmacniacz LM 108 ma szereg zalet w porównaniu ze starszymi typami wzmacniaczy. Do najważniejszych należą:

1) małe napięcie niezrównoważenia — poniżej 1 mV;
2) bardzo małe wejściowe prądy polaryzujące (mniejsze od 3 nA) i wejściowy prąd niezrównoważenia — mniejszy od 400 pA (1000 razy mniej niż w μA 709). Porównanie wejściowych prądów niezrównoważenia we wzmacniaczach

LM 108, LM 101 A, μA 709 oraz we wzmacniaczu z wejściem FET pokazano na rys. 2.72. Mały prąd niezrównoważenia umożliwia pracę wzmacniacza przy dużych rezystancjach źródła sygnału. Wykresy dodatkowego napięcia niezrównoważenia wynikającego z przepływu prądu polaryzującego przez rezystancję źródła — w funkcji tej rezystancji — pokazano na rys. 2.73.



2.73. Zależność dodatkowego napięcia niezrównoważenia wywołanego prądami polaryzującymi od rezystancji źródła

Łatwo zauważyć, że wartość powstającego błędu jest we wzmacniaczu LM 108 przy rezystancji źródła 10 MΩ mniejsza niż we wzmacniaczu μA 709 przy rezystancji 10 kΩ;

3) możliwość pracy w bardzo szerokim zakresie napięcia zasilania: od ±2 V do ±20 V;
4) duża stabilność cieplna: zmiany wejściowego napięcia niezrównoważenia wynoszą 3 μV/°C, a prądu niezrównoważenia — 0,5 pA/°C.

2.7.5
ZESTAWIENIE TYPÓW I PARAMETRÓW WZMACNIACZY

Ogromna liczba typów wzmacniaczy operacyjnych produkowanych obecnie na świecie nie pozwala na zrobienie pełnego ich zestawienia. Z tego względu wykonując zestawienia skorzystano z faktu, że istnieje kilka głównych firm opracowujących nowe rodzaje wzmacniaczy operacyjnych, a inni producenci w większości przypadków korzystają z licencji. Do firm przodujących w dziedzinie monolitycznych wzmacniaczy operacyjnych należą przede wszystkim: Fairchild Semiconductor, National Semiconductor oraz Motorola. W tablicy 2.2, 2.3, 2.4 zestawiono najważniejsze parametry wzmacniaczy opracowanych przez te firmy. Natomiast tablica 2.5 zawiera porównawcze zestawienie nazw odpowiedników wzmacniaczy produkowanych przez kilkanaście największych firm światowych w oparciu o licencje Fairchild Semiconductor, National Semiconductor lub Motorolę. Tak więc znalazłszy poszukiwany wzmacniacz w tablicy 2.5 należy odczytać jego nazwę pierwotną (tzn. nazwę nadaną przez firmę, która go opracowała) i odszukać jego parametry w tablicach 2.2, 2.3 lub 2.4.

ZESTAWIENIE PARAMETRÓW MONOLITYCZNYCH WZMACNIACZY OPERACYJNYCH FIRMY FAIRCHILD

Tablica 2.2

Lp.	Typ wzmacniacza / Parametr (T_o = 25°C)	µA 702A ogólnego przeznaczenia szerokopasm.	µA 702 B ogólnego przeznaczenia szerokopasm.	µA 702C ogólnego przeznaczenia szerokopasm.	µA709A ogólnego przeznaczenia	µA 709 ogólnego przeznaczenia	µA709B ogólnego przeznaczenia	µA709C ogólnego przeznaczenia	µA 715 szybki	µA715C szybki	µA 725 b. dokładny, małe szumy	µA725B b. dokładny, małe szumy
1	Zakres temperatury pracy °C	−55 do +125	−55 do +125	0 do +70	−55 do +125	−55 do +125	−55 do +125	0 do +70	−55 do +125	0 do +70	−55 do +125	−20 do +85
2	Wzmocnienie z otwartą pętlą V/V	2 500	2 000	2 000	25 000	25 000	12 000	15 000	15 000	10 000	10^6	$0{,}5 \cdot 10^6$
3	Wejściowy prąd polaryzujący — maks. µA	5	7,5	7,5	0,2	0,5	1,5	1,5	0,75	1,5	0,1	0,1
4	Wejściowy prąd niezrównoważenia — maks. nA	500	2 000	2 000	50	200	500	500	250	250	20	20
5	Rezystancja wejściowa — typ. kΩ	40	32	32	700	400	250	250	400	1 000	1 500	1 500
6	Wejściowe napięcie niezrównoważenia — maks. mV	2	5	5	2	5	7,5	7,5	5	7,5	1	1,5
7	Współczynnik cieplny wejściowego napięcia niezrównoważenia µV/°C	2,5	5	5	1,8	3	—	—	6	6	2	2
8	Współczynnik tłumienia sygnału nieróżnicowego — min. dB	80	70	70	80	70	65	65	74	74	110	100
9	Maksymalne różnicowe napięcie wejściowe V	±5	±5	±5	±5	±5	±5	±5	±15	±15	±22	±22
10	Maksymalne napięcie wejściowe V	+1,5 do −6	+1,5 do −6	+1,5 do −6	10	±10	±10	±10	±15	±15	±22	±22
11	Szybkość zmian napięcia wyjściowego (slew rate) V/µs	3,5	3,5	3,5	0,3	0,3	0,3	0,3	100	65	—	—
12	Czas narastania odpowiedzi na skok jednostk. przy $K_S = 1$ — typ. ns	25	25	25	300	300	300	300	30	30	—	—
13	Częstotliwość graniczna f_1 MHz	30	30	30	5	5	5	5	65	65	2	2
14	Zasilanie typowe V	+12, −6	+12, −6	+12, −6	±15	±15	±15	±15	±15	±15	±15	±15
15	Pobór mocy — typ. mW	90	90	90	75	80	80	80	165	165	80	80
16	Liczba zewnętrznych elementów do kompensacji częstotliwości	4	4	4	4	4	4	4	3	3	4	4
17	Maksymalny skok napięcia wyjściowego V	±5,3	±5,3	±5,3	±14	±14	±14	±14	±13	±13	±10	±10
18	Zabezpieczenie wyjścia	—	—	—	—	—	—	—	—	—	+	+
19	Obudowa	TO-99, płaska	TO-99,DIL płaska	TO-99, DIL płaska	TO-99 TO-91	TO-99	TO-91	TO-99 TO-116	TO-100 TO-116	TO-100 TO-116	TO-100	TO-100

cd. tabl. 2.2

Lp.	μA725C b. dokładny, małe szumy	μA 735 b. małej mocy	μA 739 C podwójny	μA 740 FET	μA 740 C FET	μA 741 ogólnego przeznaczenia z komp. wew.	μA 741C ogólnego przeznaczen. z kom. wewn.	μA 744 odporny na promieniowanie	μA 747 podwójny (2×μA 741)	μA 748 ogólnego przeznaczenia	μA 748C ogólnego przeznaczenia	μA 749 podwójny	μA 777 dużej dokładn.	μA 777 C dużej dokładn.
1	0 do +70	−55 do +125	0 do +70	−55 do +125	0 do +70	−55 do +125	0 do +70	−55 do +125	−55 do +125	−55 do +125	0 do +70	−55 do +125	−55 do +125	0 do +70
2	$0{,}25\ 10^6$	20 000	6 500	50 000	50 000	50 000	20 000	45 000	50 000	50 000	20 000	20 000	50 000	25 000
3	0,125	0,01	2	$2 \cdot 10^{-4}$	$2 \cdot 10^{-4}$	0,5	0,5	0,3	0,5	0,5	0,5	0,3	0,025	0,1
4	35	4	1 000	$4 \cdot 10^{-5}$	$6 \cdot 10^{-5}$	200	200	100	200	200	200	50	3	20
5	1 500	5 000	150	10^9	10^9	2 000	2 000	250	2 000	2 000	2 000	150	10 000	2 000
6	2,5	1	6	30	30	5	6	2	5	5	6	1	2	5
7	2	3	—	50	50	7	7	—	7	7	7	3	2,5	4
8	94	30μV/V	70	64	80	70	70	90	70	70	70	90	80	70
9	±22	±5	±5	±30	±30	±30	±30	±30	±30	±30	±30	±5	±30	±30
10	±22	±15	±15	±15	±15	±15	±15	±15	±15	±15	±15	±15	±15	±15
11	—	—	1	6	6	0,5	0,5	—	0,5	0,5	0,5	1,5	0,5	0,5
12	—	—	—	110	300	300	300	300	300	300	300	—	—	—
13	2	—	—	3	1	1	1	—	1	1	1	10	1	1
14	±15	±15	±15	±15	±15	±15	±15	±15	±15	±15	±15	±15	±15	±15
15	80	0,1	20	126	126	45	50	80	2×45	45	60	180	60	60
16	4	5	4	0	0	0	0	4	0	1	1	0	1	1
17	±10	±12	+2,8, −4	±14	±14	±14	±14	±14	±14	±14	±14	+2,8, −4	±14	±14
18	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
19	TO-100	TO-99	TO-116	TO-99	TO-99	TO-99	TO-99 MP-48	TO-99	TO-116	TO-99 MP-48	TO-99 MP-48	TO-116	TO-91 TO-99	TO-91

ZESTAWIENIE PARAMETRÓW MONOLITYCZNYCH WZMACNIACZY OPERACYJNYCH FIRMY NATIONAL SEMICONDUCTORS

Tablica 2.3

Typ wzmacniacza / Parametr (T_o = 25°C)	LM101	LM201	LM101A	LH101	LH201	LM102 szybki wtórnik	LM110 szybki wtórnik	LM302 szybki wtórnik	LM107	LM307	LM108 „super beta"	LM308 „super beta"	NH0001 małej mocy	NH 0003
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Zakres temperatury pracy °C	−55 do +125	0 do +70	−55 do +125	−55 do +125	0 do +70	−55 do +125	−55 do +125	0 do +70	−55 do +125	0 do +70	−55 do +125	0 do +70	−55 do +125	−55 do +125
Wzmocnienie z otwartą pętlą V/V	50 000	15 000	50 000	50 000	15 000	0,999	0,999	0,9985	50 000	15 000	50 000	15 000	10 000	20 000
Wejściowy prąd polaryzujący — maks. µA	0,5	1,5	0,075	0,5	1,5	0,01	0,01	0,03	0,075	0,25	0,002	0,007	0,1	2
Wejściowy prąd niezrównoważenia — maks. nA	200	500	10	200	500	—	—	—	20	50	0,4	1	20	200
Rezystancja wejść. — typ. kΩ	300	100	1500	300	100	10 000	—	1 000	1 500	500	30 000	10 000	500	100
Wejściowe napięcie niezrównoważenia — maks. mV	5	7,5	2	5	7,5	5	6	15	2	7,5	0,5	7,5	1	3
Współczynnik cieplny wejściowego napięcia niezrówn. µV/°C	—	—	15	—	—	—	—	—	15	30	5	30	4	—
Maksymalne różnicowe napięcie wejściowe V	±30	±30	±30	±30	—	—	—	—	±30	—	ogran. prądowe	ogran. prądowe	—	±7

cd. tabl. 2.3

Typ wzmacniacza / Parametr ($T_o = 25°C$)	LM101	LM201	LM101A	H LM101	LH201	LM102 szybki wtórnik	LM 110 szybki wtórnik	LM302 szybki wtórnik	LM107	LM307	LM108 „super beta"	LM308 „super beta"	NH0001 małej mocy	NH0003
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Maksymalne napięcie wejściowe V	±12	±12	±12	±12	—	±10	±10	—	±12	—	±14	±14	±20	±10
Częstotliwość graniczna f_1 MHz	1	—	1	1	—	10	20	—	1	—	1	1	1	10
Szybkość zmian napięcia wyjściowego (slew rate) V/μs	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	10	30	10	0,5	0,5	0,3	0,4	0,5	2
Zasilanie — maks. V	±22	±22	±22	±22	±22	±18	±18	±18	±22	±22	±20	±20	±20	±20
Pobór mocy mW	120	120	120	120	120	165	—	165	120	90	24	9	4,3	120
Liczba zewnętrznych elementów do kompensacji częstotliwości	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	2	2
Zabezpieczenia wyjścia	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	—	—
Obudowa	TO-5 TO-116	TO-5*)	TO-5*) TO-116	TO-5*) TO-116	TO-5*)	TO-5*)	TO-5*)	TO-5*)	TO-5*) TO-116	TO-5*) TO-116	TO-5 TO-116	TO-5 TO-116	TO-100	TO-100

*) 8-nóżkowa metalowa

ZESTAWIENIE PARAMETRÓW MONOLITYCZNYCH WZMACNIACZY OPERACYJNYCH FIRMY MOTOROLA

Tablica 2.4

Parametr (T_o = 25°C) \ Typ wzmacniacza		MC 1430	MC 1530	MC 1431 Darlington	MC 1531 Darlington	MC 1433 regulowane napięcie niezrównow.	MC 1533 regulowane napięcie niezrównow.	MC 1556 "super beta"
Zakres temperatury pracy	°C	0 do +75	−55 do +125	0 do +75	−55 do +125	0 do +75	−55 do +125	−55 do +125
Wzmocnienie z otwartą pętlą	V/V	5000	5000	3500	3500	60 000	60 000	100 000
Wejściowe napięcie niezrównoważenia	mV	2	1	5	3	1	1	4
Współczynnik cieplny wejściowego napięcia niezrównoważenia	μV/°C	—	±3	±3	—	±5	±5	±15
Maksymalne wejściowe napięcie różnicowe	V	±5	±5	±5	±5	±10	±10	—
Maksymalny prąd obciążenia	mA	10	10	10	10	10	10	
Pobór mocy — typ.	mW	150	150	150	150	150	150	45
Współczynnik tłumienia sygnału nieróżnicowego	dB	75	75	75	75	100	100	80
Rezystancja wejściowa	kΩ	15	20	600	2000	600	1000	
Maksymalny skok napięcia na wyjściu	V	±5	±5,2	±5	±5,2	±13	±13	±14
Zasilanie typowe	V	±6	±6	±6	±6	±15	±15	±15
Obudowa		TO-91	TO-91	TO-91	TO-91	TO-91	TO-91	

AWIENIE NIEKTÓRYCH NAJWAŻNIEJSZYCH ODPOWIEDNIKÓW MONOLITYCZNYCH
WZMACNIACZY OPERACYJNYCH PRODUKOWANYCH PRZEZ RÓŻNE FIRMY

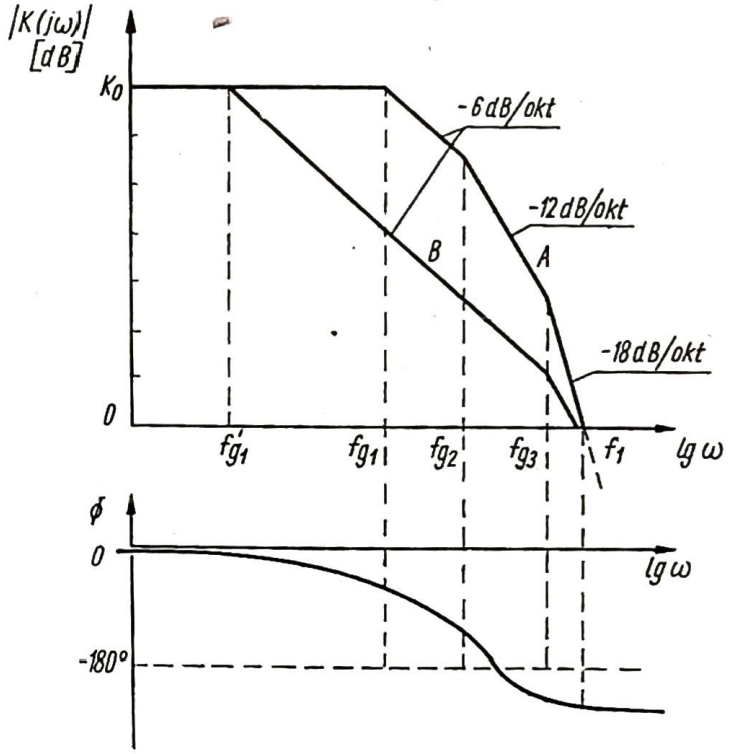
Tablica 2.5

Firma / Wzmacniacz	Fairchild Semiconductor	National Semiconductors	Motorola	Sescosem	SGS	Texas Instr.	Siemens, Mullard, Philips	RCA	Signetics	Intersil	Tesla
µA 702 A	x				µA 702 A						
µA 702 C	x				µA 702 C		TAA241				
µA 709 A	x	LM709A		SFC2709 A	µA 709 A	SN 52709 A					MAA 502
µA 709	x	LM 709	MC1709	SFC 2709 M	µA 709	SN 52709 L	TAA 522				MAA 501
µA 709 C	x	LM 709 C	MC1709C	SFC 2709 C	µA 709 C	SN 72709 L	TAA 521				MAA 504
µA 715 C	x				L 115 T1						
µA 741	x	LM 741	MC1741	SFC 2741 M	L 141 T2	SN 52741 L	TBA 222	CA 3741 T	µA 741	ICL 8741	
µA 741 C	x	LM 741 C	MC1741C	SFC 2741 C	L 141 T1	SN 72741 L	TBA 221	CA 3741 CT			
µA 747 C	x				L 147	SN 72747 J		CA 3747 CE	µA 747		
µA 748	x	LM 748		SFC 2748 M	L 148 T2	SN 52748		CA 3748 T	µA 748	ICL 8748	
µA 748 C	x	LM 748 C		SFC 2748 C		SN 72748 L		CA 3748CT			
LM 101	LM 101	x		SFC 2101			TAA 812		LM 101	LM 101	
LM 201	LM 201	x		SFC 2301 A							
LM 101 A	LM 101 A	x		SFC 2201 A			TAA 811		LM101A	LM101A	
LM 107		x		SFC 2107 M							
LM 307		x		SFC 2307							
LM 108		x		SFC 2108 A							
LM 308		x		SFC 2308							
LM 110		x		SFC 2110 M							

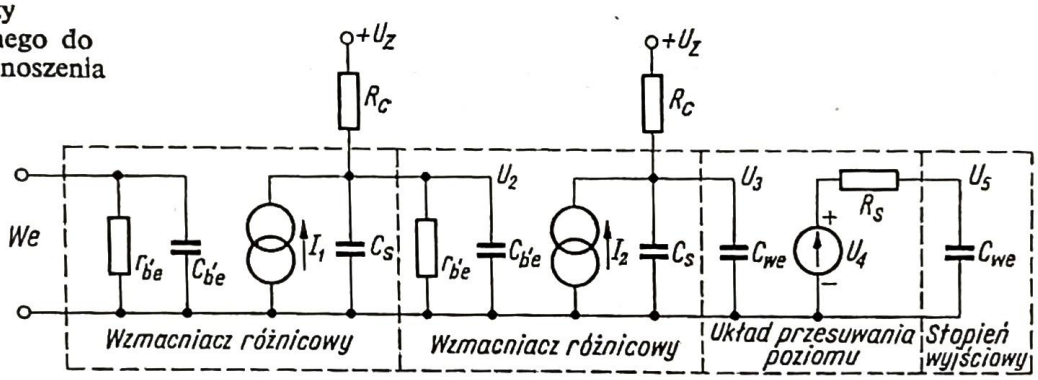
Uwaga: Znakiem x oznaczono firmę, która pierwsza wprowadziła do produkcji dany typ wzmacniacza i jest właścicielem patentu i licencji.

2.8
TECHNIKA KOMPENSACJI CZĘSTOTLIWOŚCIOWEJ

Większość klasycznych monolitycznych wzmacniaczy operacyjnych to układy o trzech stopniach wzmocnienia (patrz p. 2.7), a ich funkcja przenoszenia przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego może być opisana praktycznie następującą zależnością:



2.74. Wykresy Bodego funkcji wzmocnienia typowego 3-stopniowego wzmacniacza operacyjnego



2.75. Schemat zastępczy wzmacniacza operacyjnego do określenia funkcji przenoszenia

$$K(j\omega) = \frac{K_0}{\left(1+j\frac{f}{f_{g1}}\right)\left(1+j\frac{f}{f_{g2}}\right)\left(1+j\frac{f}{f_{g3}}\right)} \tag{2.86}$$

gdzie:

K_0 — wzmocnienie przy $f = 0$,

f_{g1}, f_{g2}, f_{g3} — kolejne częstotliwości załamań charakterystyki modułu wzmocnienia.

Wykresy Bodego modułu i fazy trzybiegunowej funkcji przenoszenia podano na rys. 2.74. Kolejne częstotliwości graniczne f_{g1}, f_{g2} i f_{g3} odpowiadają

punktom załamania charakterystyki modułu, tzn. są częstotliwościami 3 dB spadków wzmocnienia od wartości w punktach załamania.

W celu rozważenia przyczyn kolejnych zmian szybkości opadania charakterystyki modułu wzmocnienia, na rys. 2.75 przedstawiono uproszczony schemat zastępczy typowego wzmacniacza operacyjnego, utworzony w oparciu o hybrydowy model tranzystora dla małych sygnałów i dużych częstotliwości. Wzmacniacz operacyjny składa się z dwóch wzmacniaczy różnicowych, układu przesuwania poziomu i stopnia wyjściowego w postaci wtórnika emiterowego. Częstotliwość graniczna pierwszego stopnia jest w zasadzie zależna od impedancji wyjściowej stopnia pierwszego i wejściowej stopnia drugiego. A więc, impedancja przejściowa stopnia pierwszego ma postać:

$$\left(\frac{U_2}{I_1}\right)_1 = \frac{k_1}{1+sR_1C_1}$$

gdzie:

$$R_1 = \frac{R_C r_{b'e}}{R_C + r_{b'e}};\ C_1 = C_{b'e} + C_S$$

$r_{b'e}$ — β/g_m — rezystancja dynamiczna złącza emiter-baza,
$C_{b'e}$ — pojemność warstwy zaporowej złącza emiter-baza,
C_S — pojemność wyjściowa,
R_C — rezystancja kolektorowa.

Drugi wzmacniacz różnicowy steruje wtórnikiem emiterowym układu przesuwania poziomu napięcia stałego. Wpływ dużej rezystancji wejściowej tego układu można pominąć, natomiast uwzględnić należy pojemność wejściową. Impedancja przejściowa tej części układu wzmacniacza jest równa:

$$\left(\frac{U_3}{I_2}\right)_2 = \frac{k_2}{1+sR_2C_2}$$

gdzie:

$$R_2 = R_C,$$

$$C_2 = C_{we} + C_S.$$

Stopień wyjściowy jest reprezentowany tylko przez pojemność wejściową C_{we}. Układ przesuwania poziomu można zastąpić źródłem napięciowym U_4, ponieważ jego rezystancja wyjściowa jest bardzo mała. Wtedy stosunek napięć U_5/U_4 można wyrazić jako:

$$\left(\frac{U_5}{U_4}\right)_3 = \frac{k_3}{1+sR_SC_{we}}$$

gdzie:

R_S — jest szeregową rezystancją do wytworzenia odpowiedniego poziomu napięcia stałego.

Ostatecznie, wszystkie trzy funkcje przejściowe stopni 1, 2, 3 można zapisać pomocą wcześniej podanego równania (2.86),

gdzie:

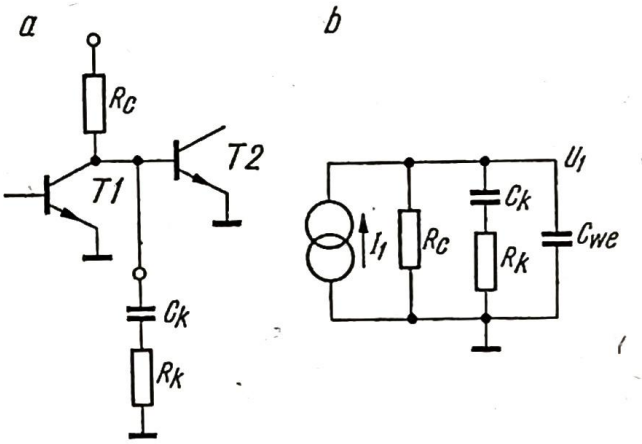
$$f_{g1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}, f_{g2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \text{ i } f_{g3} = \frac{1}{2\pi R_S C_{we}}$$ są częstotliwościami,

przy których następuje załamanie charakterystyki modułu wzmocnienia w funkcji częstotliwości.

Ponieważ przy częstotliwości f_1, przy której moduł wzmocnienia (rys. 2.74, krzywa A) jest równy 0 dB, przesunięcie fazy przekracza 180°, więc wzmacniacz jest potencjalnie niestabilny.

2.8.1 MODYFIKACJA FUNKCJI PRZENOSZENIA WZMACNIACZA PRZY OTWARTEJ PĘTLI

W celu zapewnienia bezwzględnej stabilności wzmacniacza operacyjnego z otwartą pętlą można dokonać takiej modyfikacji funkcji przenoszenia, opisanej równaniem (2.86), aby malenie modułu wzmacniacza w zakresie od f'_{g1} do f_{g3} nie było większe od 6 dB/okt. (rys. 2.74, krzywa B). Jednym ze sposobów jest wprowadzenie międzystopniowego szeregowego obwodu kompensującego R_k, C_k. Na rys. 2.76a pokazano obwód kompensujący R_k, C_k, włączony między



2.76. Kompensacja częstotliwościowa typu obciążeniowego
a — sposób włączania obwodu kompensującego,
b — schemat zastępczy

kolektorem tranzystora $T1$ a ziemią, na rys. 2.76b zaś — schemat zastępczy tego układu. Tranzystor $T1$ jest reprezentowany przez źródło prądowe I_1, a tranzystor $T2$ zastąpiono tylko przez jego pojemność wejściową. Impedancja przejściowa bez obwodu kompensującego jest równa:

$$\frac{U_1}{I_1} = \frac{R_C}{1+j\omega C_{we} R_C} \tag{2.87}$$

natomiast po włączeniu obwodu R_k, C_k przyjmuje postać:

$$\frac{U_1}{I_1} = \frac{R_C(1+j\omega R_k C_k)}{(1+j\omega R_k C_k)(1+j\omega R_C C_{we})+j\omega R_C C_k} \tag{2.88}$$

W mianowniku wyrażenia (2.88) dominującym składnikiem jest $j\omega R_C C_k$, można zatem równanie to przepisać w postaci:

$$\frac{U_1}{I_1} \approx \frac{R_C(1+j\omega R_k C_k)}{1+j\omega R_C C_k} \tag{2.89}$$

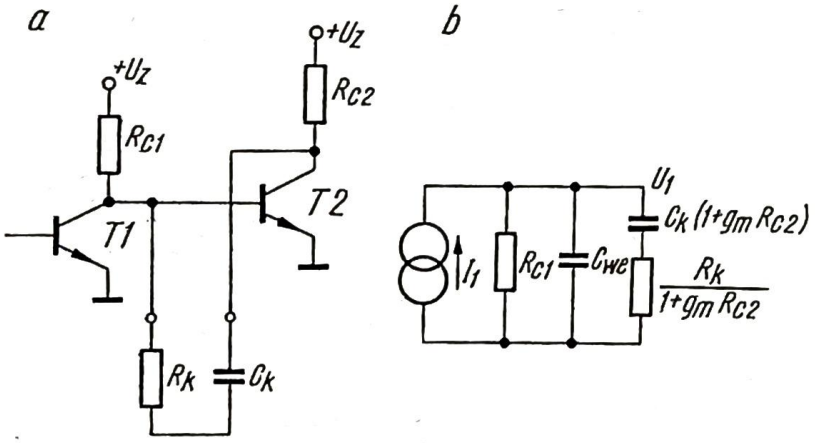
Porównując mianowniki wyrażeń (2.87) i (2.89) widać, że zmieniła się częstotliwość, przy której występuje biegun i ta nowa częstotliwość jest równa:

$$f'_{g1} = \frac{1}{2\pi R_C C_k}$$

Jeśli teraz dobierze się tak licznik wyrażenia (2.89), aby zredukować czynnik odpowiadający częstotliwości f_{g2} w mianowniku funkcji przenoszenia — opisanej równaniem (2.86), to w rezultacie otrzymuje się zmodyfikowaną funkcję przenoszenia w postaci:

$$K'(j\omega) = \frac{K_0}{\left(1+j\frac{f}{f'_{g1}}\right)\left(1+j\frac{f}{f_{g3}}\right)} \tag{2.90}$$

Wpływ dodatkowego obwodu kompensującego R_k, C_k jest więc taki (rys. 2.74, krzywa B), że częstotliwość f_{g1} maleje do wartości f'_{g1} — czyli następuje przesunięcie bieguna, oraz usunięte zostaje załamanie charakterystyki modułu wzmocnienia, odpowiadające częstotliwości f_{g2} — czyli następuje redukcja bieguna przez zero, częstotliwość f_{g3} zaś pozostaje niezmieniona. Wzmacniacz dzięki temu odzyskuje stabilność, jednak kosztem poważnego zmniejszenia wzmocnienia przy większych częstotliwościach. Tego rodzaju układ kompensujący może być umieszczony wewnątrz w układzie scalonego wzmacniacza operacyjnego lub też może być przyłączony z zewnątrz.



2.77. Kompensacja częstotliwościowa typu Millerowskiego
a — sposób włączenia obwodu kompensującego,
b — schemat zastępczy

Podobne rezultaty uzyskuje się, jeśli obwód kompensujący zostanie włączony między kolektor i bazę tranzystora pracującego w układzie wspólnego emitera (rys. 2.77a). Schemat zastępczy takiego układu pokazano na rys. 2.77b. Traktując elementy R_k i C_k jako element $C_{b'e}$ przy rozpatrywaniu efektu Millera, można znaleźć, że:

$$\frac{U_1}{I_1} = \frac{R_{C1}(1+j\omega R_k C_k)}{(1+j\omega R_k C_k)(1+j\omega R_{C1} C_{we})+j\omega R_{C1} C_k(1+g_m R_{C2})} \tag{2.91}$$

Zakładając, że $R_{C1} C_k(1+g_m R_{C2}) \gg R_k C_k + R_{C1} C_{we}$,
wyrażenie (2.91) można uprościć następująco:

$$\frac{U_1}{I_1} \approx \frac{R_{C1}(1+j\omega R_k C_k)}{1+j\omega R_{C1} C_k(1+g_m R_{C2})} \tag{2.92}$$

Jak poprzednio, biegun przesunięty będzie występował dla częstotliwości:

$$f'_{g1} = \frac{1}{2\pi R_{C1} C_k(1+g_m R_{C2})}$$

zamiast przy $f_{g1} = \frac{1}{2\pi R_{C1} C_{we}}$, biegun zaś odpowiadający częstotliwości f_{g2} może zostać zredukowany przez odpowiedni dobór licznika wyrażenia (2.92).

2.8.2
WPŁYW MODYFIKACJI FUNKCJI PRZENOSZENIA NA ODPOWIEDŹ IMPULSOWĄ WZMACNIACZA PRZY ZAMKNIĘTEJ PĘTLI

Wprowadzenie obwodu kompensującego do układu wzmacniacza operacyjnego wiąże się ze zmianą charakteru odpowiedzi impulsowej przy zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego. O ile jest sprawą oczywistą, że załamanie charakterystyki modułu wzmocnienia przy częstotliwości f_{g3} jest określone parametrami wewnętrznymi wzmacniacza, o tyle punkt załamania przy częstotliwości f'_{g1} może być wybrany z szerokiego zakresu częstotliwości, w którym może pracować wzmacniacz z zamkniętą pętlą. Okazuje się, że odpowiedź impulsowa wzmacniacza z zamkniętą pętlą jest bardzo wrażliwa na wybór wartości częstotliwości f'_{g1}, np. przy zbyt dużej częstotliwości mogą powstać oscylacje lub przerzuty, przy zbyt małej zaś — wystąpić może przetłumienie i nie wykorzysta się maksymalnej możliwej szerokości pasma. Można więc np. dla wzmacniacza nieodwracającego tak dobrać częstotliwość f'_{g1}, aby uzyskać odpowiedź z tłumieniem krytycznym lub o przebiegu maksymalnie płaskim.

Przyjmując, że charakterystyka wzmacniacza skompensowanego z otwartą pętlą ma dwa punkty załamania (rys. 2.74, krzywa *B*), to funkcja opisująca ją zależy od częstotliwości w sposób następujący ($s = j\omega$):

$$K(s) = \frac{K_0}{(1+sT_1)(1+sT_2)} \tag{2.93}$$

gdzie:

K_0 — wzmocnienie wzmacniacza z otwartą pętlą przy $f = 0$,

T_1 — stała czasowa związana z początkowym punktem załamania f'_{g1}, tj. $T_1 = 1/\omega'_{g1}$,

T_2 — stała czasowa związana z końcowym punktem załamania f_{g3}, tj. $T_2 = 1/\omega_{g3}$.

Wzmocnienie wzmacniacza nieodwracającego przy zamkniętej pętli jest równe:

$$K_S(s) = \frac{K(s)}{1+\beta K(s)} \tag{2.94}$$

gdzie:

$$\beta = \frac{R_1}{R_1+R_2}$$

Eliminując $K(s)$ z równań (2.93) i (2.94) otrzymuje się:

$$K_S(s) = \frac{K_0}{s^2 T_1 T_2 + s(T_1+T_2)+(1+\beta K_0)} \tag{2.95}$$

lub

$$K_S(s) = \frac{K'_S}{as^2+bs+c} \tag{2.96}$$

gdzie:

$K'_S = \dfrac{K_0}{1+\beta K_0}$ — jest wzmocnieniem dla prądu stałego z zamkniętą pętlą,

$a = \dfrac{T_1 T_2}{1+\beta K_0}$

$b = \dfrac{T_1+T_2}{1+\beta K_0}$

$c = 1.$

Odpowiedź wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym jest określona rozkładem biegunów funkcji $K_S(s)$, tj. pierwiastkami równania kwadratowego mianownika funkcji (2.96).

W przypadku odpowiedzi z tłumieniem krytycznym, mianownik równania (2.96) ma jeden pierwiastek podwójny, tzn. dwa bieguny rzeczywiste σ_1 i σ_2, leżące na osi ujemnej rzeczywistej płaszczyzny zespolone s (rys. 2.78a). A więc spełniona musi być równość $b^2 = 4ac$, tzn.:

$$\frac{(T_1+T_2)^2}{(1+\beta K_0)^2} = \frac{4T_1 T_2}{1+\beta K_0}$$

lub

$$T_1^2+T_2^2+2T_1 T_2 = 4T_1 T_2(1+\beta K_0) \tag{2.97}$$

Zwykle $\beta K_0 \gg 1$ oraz częstotliwości f'_{g1} i f_{g3} różnią się znacznie i stąd $T_1 \gg T_2$, co daje w rezultacie:

$$T_1 \approx 4T_2 \beta K_0 \tag{2.98}$$

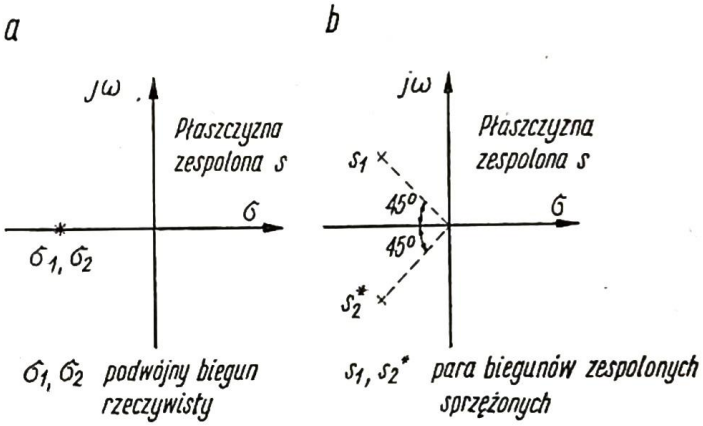
lub

$$\frac{T_2}{T_1} = \frac{\omega'_{g1}}{\omega_{g3}} = \frac{1}{4\beta K_0} \approx \frac{K'_S}{4K_0}$$

gdzie:

$$K'_S = \frac{1}{\beta}, \text{ jeśli } \beta K_0 \gg 1.$$

W przypadku odpowiedzi maksymalnie płaskiej (dopuszcza się zwykle niewielkie zafalowania charakterystyki przenoszenia, rzędu kilku procent) para biegunów s_1 i s_2^* funkcji $K_S(s)$ jest zespolona sprzężona i leży w płaszczyźnie s na ramionach kąta, odległych od osi ujemnej rzeczywistej o kąt 45° (rys.2.78b).



2.78. Rozkład biegunów funkcji przenoszenia wzmacniacza operacyjnego
a — dla odpowiedzi z tłumieniem krytycznym,
b — dla odpowiedzi maksymalnie płaskiej

W tym przypadku musi być spełniona równość $b^2 = 2ac$, tzn.:

$$\frac{(T_1+T_2)^2}{(1+\beta K_0)^2} = \frac{2T_1T_2}{(1+\beta K_0)}$$

lub

$$T_1^2+T_2^2+2T_1T_2 = 2T_1T_2(1+\beta K_0) \tag{2.99}$$

Jeżeli $T_1 \gg T_2$, to

$$T_1 \approx T_2\beta K_0$$

lub

$$\frac{T_2}{T_1} = \frac{\omega'_{g1}}{\omega_{g3}} = \frac{1}{2\beta K_0} \approx \frac{K'_S}{2K_0} \tag{2.100}$$

Wykorzystując otrzymane rezultaty do porównania szerokości pasm w obu przypadkach, otrzymuje się dla przypadku odpowiedzi z tłumieniem krytycznym:

$$K_S(s) = \frac{K'_S}{4s^2T_2^2+4sT_2+1} \tag{2.101}$$

gdzie podstawiono: $T_1 = T_2 4\beta K_0$ oraz przyjęto $\beta K_0 \gg 1$. Przyjmując $s = j\omega$, równanie (2.101) można przepisać następująco:

$$K_S(j\omega) = \frac{K'_0}{(1-4\omega^2T_2^2)+j4\omega T_2} \tag{2.102}$$

Moduł K_S (jω) spada o 3 dB poniżej wartości K'_S dla częstotliwości f_p, przy której spełnione jest równanie:

$$(1-4\omega_p^2 T_2^2)^2+(4\omega_p T_2)^2 = 2$$

skąd

$$\omega_p = \frac{0{,}32}{T_2} \tag{2.103}$$

Szerokość pasma w tym przypadku jest równa:

$$B_S = \frac{0{,}32\omega_{g3}}{2\pi} = 0{,}051\,\omega_{g3} \tag{2.104}$$

Podobnie można obliczyć szerokość pasma dla odpowiedzi maksymalnie płaskiej:

$$B_S = \frac{0{,}707\omega_{g3}}{2\pi} = 0{,}113\omega_{g3} \tag{2.105}$$

Jak więc widać, szerokość pasma wynikająca z równania (2.105) jest około120 % większa niż wynikająca z równania (2.104) — oczywiście w sytuacji, kiedy dopuszcza się niewielkie przerzuty w maksymalnie płaskiej odpowiedzi impulsowej wzmacniacza operacyjnego. Najczęściej rezystor R_k obwodu kompensującego jest rezystancją kolektorową tranzystora, do którego podłącza się kondensator C_k. Dobierając odpowiednio wartość kondensatora C_k — zwykle według zaleceń firmowych — ustala się położenie częstotliwości f'_{g1} na osi częstotliwości.

2.8.3
MODYFIKACJA FUNKCJI PRZENOSZENIA WZMACNIACZA ZA POMOCĄ OBWODU SPRZĘŻENIA ZWROTNEGO

W ogólnym przypadku obwód sprzężenia zwrotnego ma charakter impedancyjny. W większości zastosowań unika się stosowania obwodów impedancyjnych, a stosuje się rezystancyjne. W zastosowaniach tych kompensacja częstotliwościowa wzmacniacza operacyjnego przebiega w sposób powyżej opisany. Możliwa jest jednak modyfikacja funkcji przenoszenia wzmacniacza operacyjnego za pomocą odpowiednio dobranego stosunku impedancji Z_1/Z_2 elementów zewnętrznych obwodu sprzężenia zwrotnego.

Wzmocnienie pętli jest — jak wiadomo — równe:

$$\beta K \approx K(\mathrm{j}\omega)\frac{Z_1}{Z_2+Z_1} \tag{2.106}$$

a zatem możliwy jest taki dobór elementów Z_1 i Z_2, aby zredukować jeden z biegunów funkcji K (jω) opisanej równaniem (2.86). Bieguny tej funkcji występują dla częstotliwości f_{g1}, f_{g2}, i f_{g3}. Jeżeli iloraz $(Z_2+Z_1)/Z_1$ ma postać:

$$\frac{-K_1}{1+\mathrm{j}\dfrac{f}{f_{g1}}}$$

to wzmacniacz będzie stabilny. W rezultacie zmodyfikowana funkcja przenoszenia ma postać:

$$K'(j\omega) = \frac{K/K_1}{\left(1+j\frac{f}{f_{g2}}\right)\left(1+j\frac{f}{f_{g3}}\right)} \tag{2.107}$$

gdzie K/K_1 reprezentuje wzmocnienie przy małych częstotliwościach, zwykle rzędu 1000, maksymalne zaś przesunięcie fazy równe 180° pojawia się przy $f \to \infty$. Dla wszystkich skończonych wartości częstotliwości przesunięcie fazowe jest mniejsze od krytycznej wartości 180° i wtedy stabilność wzmacniacza jest zapewniona.

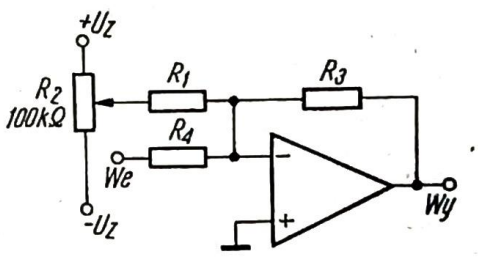
2.9
TECHNIKA KOMPENSACJI WEJŚCIOWEGO NAPIĘCIA NIEZRÓWNOWAŻENIA

Wejściowe napięcie niezrównoważenia jest jednym z ważnych źródeł błędu w układach ze scalonymi wzmacniaczami operacyjnymi i jego kompensacja jest bardzo ważnym zagadnieniem.

Niektóre wzmacniacze, jak np. μA 741, dzięki odpowiedniej budowie wewnętrznej mają specjalne wyprowadzenia służące do kompensacji napięcia niezrównoważenia przez dołączenie elementów zalecanych przez wytwórcę (najczęściej potencjometru). Takie indywidualne metody kompensacji zostały podane przy omawianiu budowy poszczególnych wzmacniaczy. Istnieje jednak również szereg metod uniwersalnych nadających się do wszystkich typów wzmacniaczy operacyjnych i zapewniających kompensację wejściowego napięcia niezrównoważenia jedynie za pomocą elementów zewnętrznych, niezależnie od wewnętrznej budowy wzmacniacza. Te metody zostaną omówione poniżej.

2.9.1
KOMPENSACJA WZMACNIACZA ODWRACAJĄCEGO

Układ kompensacji wejściowego napięcia niezrównoważenia pokazany na rys. 2.79 nadaje się do wzmacniaczy odwracających, w których wartość równo-



2.79. Układ kompensacji wejściowego napięcia niezrównoważenia we wzmacniaczu odwracającym, w którym rezystancja równolegle połączonych rezystorów R_3 i R_4 jest mniejsza od 10 kΩ

ległego połączenia rezystorów R_3 i R_4 jest mniejsza od 10 kΩ. Do punktu węzłowego (masy pozornej) jest dostarczany niewielki prąd przez rezystor R_1, którego wartość należy dobrać według wzoru

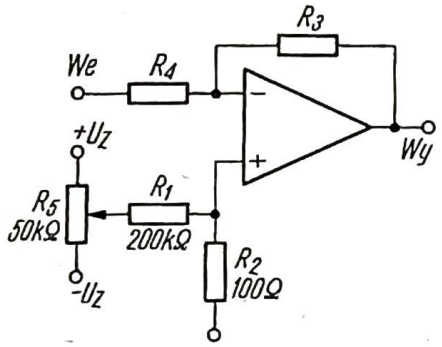
$$R_1 = 2000\,\frac{R_3 R_4}{R_3+R_4} \tag{2.108}$$

Przy takim doborze rezystora R_1 napięcie z potencjometru jest dzielnikowane 2000 razy przed podaniem go na wejście nieodwracające wzmacniacza. Tak więc zakres kompensacji jest równy:

$$\Delta U_{os} = \pm U_Z \cdot \frac{1}{R_1} \cdot \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$$

Przyjmując wartość $U_Z = \pm 15$ V można więc wyzerować napięcie wyjściowe przy wartościach wejściowego napięcia niezrównoważenia mieszczących się w granicach $\pm 7{,}5$ mV.

Jeśli wartość rezystancji równoległego połączenia R_3 i R_4 przekracza 10 kΩ, to wartość R_1 obliczona według wzoru (2.108) staje się zbyt duża. W tym przypadku stosuje się inny układ kompensacji, pokazany na rys. 2.80, w którym



2.80. Układ kompensacji wejściowego napięcia niezrównoważenia we wzmacniaczu odwracającym przy dowolnych wartościach R_3 i R_4

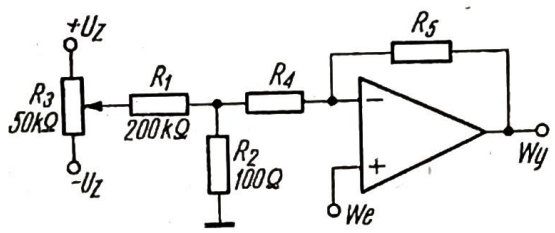
na wejście nieodwracające wzmacniacza jest podawane z potencjometru niewielkie napięcie kompensujące. Zakres kompensacji w tym układzie jest równy:

$$\Delta U_{os} = \pm U_Z \frac{R_2}{R_1} \tag{2.110}$$

co przy założeniu $U_Z = \pm 15$ V daje wartość $\pm 7{,}5$ mW. Ta metoda kompensacji nadaje się również do układów, w których elementem sprzężenia zwrotnego jest kondensator lub element nieliniowy.

2.9.2
KOMPENSACJA WZMACNIACZA NIEODWRACAJĄCEGO I WTÓRNIKA NAPIĘCIOWEGO

Układ kompensacji wejściowego napięcia niezrównoważenia zalecany we wzmacniaczach nieodwracających pokazano na rys. 2.81. Napięcie z potencjometru zdzielnikowane przez R_1 i R_2 jest podawane na wejście odwracające wzmacniacza.



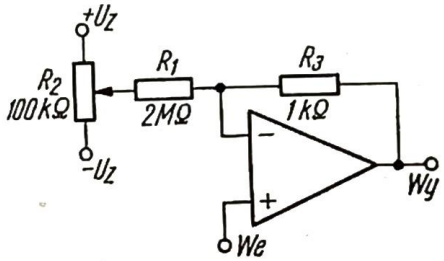
2.81. Kompensacja napięcia niezrównoważenia we wzmacniaczu nieodwracającym

Zakres kompensacji przy tej metodzie można obliczyć ze wzoru (2.110), a wartość wzmocnienia jest równa:

$$K_S = 1 + \frac{R_5}{R_2 + R_4} \tag{2.111}$$

Tak więc rezystor R_2 wprowadza pewien błąd wzmocnienia, gdyż następuje sumowanie się rezystancji R_2 i R_4. Przy wartości R_4 większej od 10 kΩ błąd jest mniejszy od 1%.

Na rys. 2.82 przedstawiono metodę kompensacji napięcia niezrównoważenia we wtórniku napięciowym. Prąd dostarczany przez rezystor R_1 daje spadek napięcia na rezystorze R_3 kompensujący napięcie niezrównoważenia. Obwód kom-



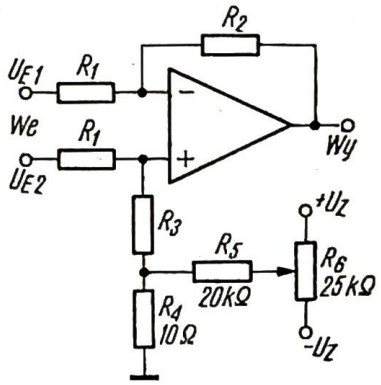
2.82. Kompensacja wejściowego napięcia niezrównoważenia we wtórniku napięciowym

pensacji wprowadza pewien błąd wzmocnienia — np. w podanym układzie wzmocnienie wzrasta w wyniku wprowadzenia kompensacji o 0,05%. Zakres kompensacji w tym układzie jest równy:

$$\Delta U_{os} = \pm U_Z \frac{R_3}{R_1} \tag{2.112}$$

2.9.3
KOMPENSACJA WZMACNIACZA RÓŻNICOWEGO

Kompensacja wzmacniaczy różnicowych jest dość trudna, gdyż układ kompensacji może spowodować pogorszenie współczynnika tłumienia sygnału nieróżnicowego. Na rys. 2.83 pokazano metodę kompensacji napięcia niezrównoważenia,



2.83. Kompensacja wejściowego napięcia niezrównoważenia we wzmacniaczu różnicowym

która w sposób minimalny wpływa na współczynnik WTSN. Napięcie korekcji jest pobierane z potencjometru i dzielnikowane przez R_4 i R_5. Wartości R_4 i R_5 są dobrane w taki sposób, że współczynnik tłumienia sygnału nieróżnicowego

jest ograniczany przez wzmacniacz przy wartościach R_3 większych od 1 kΩ. Wartość R_2 dobiera się równą $R_2 = R_3 + R_4$. Zakres kompensacji w omawianym układzie wynosi:

$$\Delta U_{os} = \pm U_Z \frac{R_4}{R_5} \frac{R_1}{R_1 + R_3} \tag{2.113}$$

a wzmocnienie układu:

$$K_S = \frac{R_2}{R_1} \tag{2.114}$$

Omówione uprzednio uniwersalne metody kompensacji wejściowego napięcia niezrównoważenia mają dwie ważne zalety. Po pierwsze, mogą być stosowane do wszystkich typów wzmacniaczy i umożliwiają wymienność wzmacniaczy bez zmiany układu kompensacji. Po drugie, zapewniają kompensację bez konieczności ingerencji w wewnętrzne układy wzmacniacza.

2.10
ZALECENIA PROJEKTOWE I MONTAŻOWE

Omówione dalej zalecenia projektowe dotyczą układów, w których stosuje się scalone wzmacniacze operacyjne i komparatory napięcia.

2.10.1
ZASILANIE

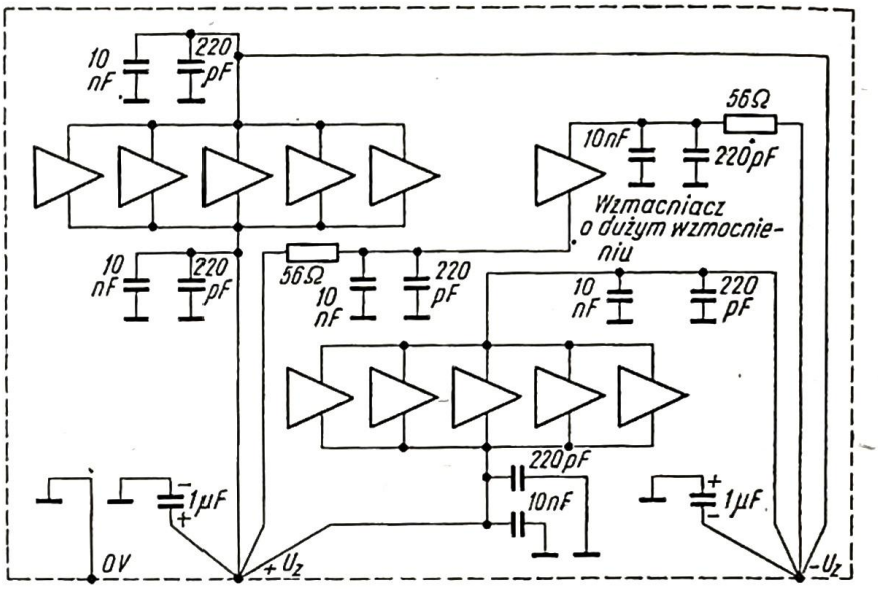
Do zasilania układów zawierających liniowe układy scalone nadają się zasilacze o możliwie małych współczynnikach stabilizacji oraz małych szumach i tętnieniach. Przy zasilaniu wzmacniaczy starszych typów — jak np. μA 709 — amplituda międzyszczytowa szumów i tętnień nie powinna przekraczać 1% napięcia zasilającego. W innych wzmacniaczach i komparatorach może być nieco większa — nie większa jednak niż 2÷3%. Najnowsze wzmacniacze operacyjne trzeciej generacji — np. LM 108 — są mniej wrażliwe na niestabilność i tętnienia zasilacza i mogą — według zapewnień firm je produkujących — pracować nawet z zasilaczami niestabilizowanymi.

Impedancja wyjściowa zasilacza musi być możliwie mała w szerokim zakresie częstotliwości. Wpływ niedoskonałości zasilaczy redukuje się stosując odpowiednie blokowanie kondensatorami według następujących wskazań (według wskazówek firmy Sescosem — rys. 2.84):

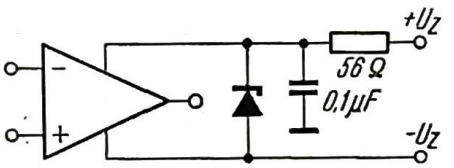
— kondensator 1 μF na każdej płytce drukowanej,
— kondensator 10 nF równolegle z 220 pF na każde 5 liniowych obwodów scalonych,
— kondensatory 10 nF równolegle z 220 pF i szeregowo z rezystorem 56 Ω przy każdym obwodzie, którego wzmocnienie z zamkniętą pętlą przekracza 30 dB.

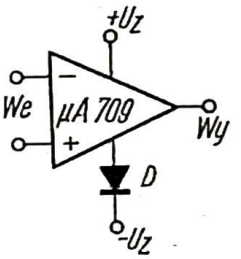
Aby zapobiec przekroczeniu dopuszczalnego maksymalnego napięcia zasilania $U_{Z\max}$, umieszcza się diodę Zenera o napięciu stabilizacji równym $U_{Z\max}$

między szynami zasilań (rys. 2.85). Umieszczenie diody w sposób pokazany na rys. 2.86 zabezpiecza przed pomyłkową odwrotną polaryzacją zasilania.



2.84. Zasilanie liniowych układów scalonych





2.85. Zabezpieczenie przed przekroczeniem dopuszczalnego napięcia zasilania

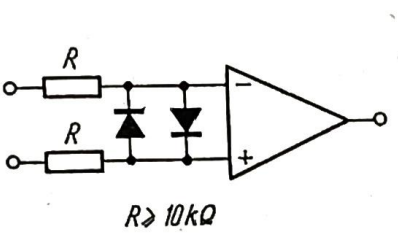
2.86. Zabezpieczenie przed odwrotną polaryzacją zasilania

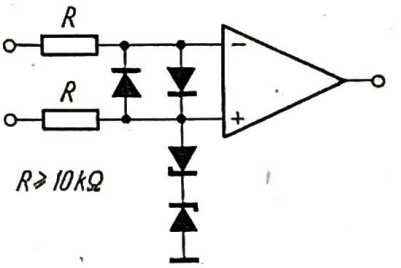
2.10.2 ZABEZPIECZENIE WEJŚCIA

Wejścia wzmacniacza należy zabezpieczyć przed przekroczeniem dopuszczalnych napięć określonych w danych technicznych:

a) maksymalne napięcie różnicowe

Umieszczenie dwu diod krzemowych między wejściami w sposób pokazany na rys. 2.87 ogranicza napięcie między wejściami do ok. ±0,6 V. Niektóre nowe typy wzmacniaczy, np. LM 108, mają zabezpieczenie wewnętrzne tego rodzaju.





2.87. Zabezpieczenie przed przekroczeniem maksymalnego napięcia różnicowego na wejściu

2.88. Zabezpieczenie przed przekroczeniem maksymalnego dopuszczalnego napięcia wejściowego

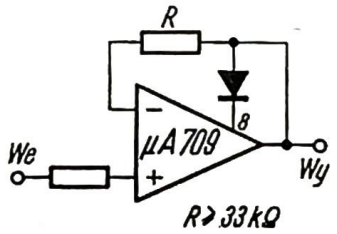
b) maksymalne napięcie wejściowe

Napięcie wejściowe można ograniczyć za pomocą dwu diod Zenera włączonych w sposób pokazany na rys. 2.88. Ten rodzaj zabezpieczenia jest konieczny

przede wszystkim w niektórych komparatorach pracujących przy dużym napięciu wspólnym na obu wejściach.

c) zjawisko blokowania („latch up")

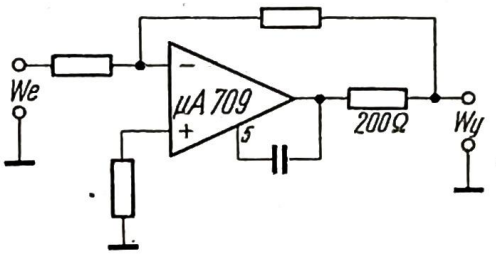
Zjawisko blokowania występuje tylko we wzmacniaczach starszych typów — np. μA 709 — i następuje przy przekroczeniu dopuszczalnego napięcia wejściowego. Nawet bardzo krótkotrwałe przekroczenie, spowodowane np. zakłóceniami przemysłowymi, może wywołać zmianę napięcia wyjściowego do maksymalnej wartości dodatniej, która jest podtrzymywana dzięki pętli sprzężenia zwrotnego. Powrót wzmacniacza do normalnego stanu może nastąpić tylko w wyniku chwilowego przerwania zasilania. To zjawisko występuje szczególnie często we wtórnikach napięciowych. Najprostszy układ zapobiegający blokowaniu pokazano na rys. 2.89. Dioda zabezpiecza przed wzrostem napięcia wyjściowego ponad wartość wywołującą blokowanie.



2.89. Układ zabezpieczający przed zjawiskiem blokowania

2.10.3
ZABEZPIECZENIE WYJŚCIA

Większość wzmacniaczy scalonych nowszych typów ma wewnętrzne zabezpieczenie przeciwzwarciowe, ograniczające prąd wyjściowy np. do 25 mA (na przykład w μA 741). W starszych wzmacniaczach, jak μA 709, przekroczenie dopuszczalnego prądu wyjściowego w ciągu określonego czasu powoduje zniszczenie wzmacniacza. Z tego względu stosuje się rezystor zabezpieczający o wartości 200 Ω dołączony szeregowo do wyjścia wzmacniacza (rys. 2.90). Wadą tego rozwiązania jest zmniejszenie pełnego zakresu napięcia wyjściowego oraz powstanie dodatkowego błędu wzmocnienia z zamkniętą pętlą.



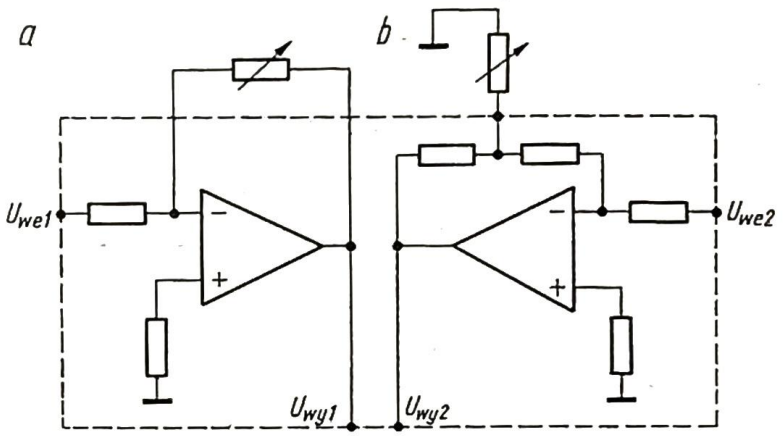
2.90. Zabezpieczenie wyjścia

2.10.4
OBWODY KOMPENSACJI CZĘSTOTLIWOŚCI

Należy pamiętać, że elementy kompensacji częstotliwościowej muszą być zmontowane w bezpośrednim sąsiedztwie scalonego obwodu kompensowanego. Według zaleceń firmy Sescosem odległość nie powinna przekraczać 15 mm.

2.10.5
ZABEZPIECZENIE PRZED INDUKOWANIEM ZAKŁÓCEŃ

W przypadku wzmacniania bardzo małych sygnałów — mniejszych od 1 mV — konieczne bywa ekranowanie. Najprostszym ekranem może być nie usunięta warstwa miedzi po jednej stronie płytki drukowanej. Punkt tzw. węzłowy (noddal point), do którego dołącza się koniec układu ujemnego sprzężenia zwrotnego, powinien znajdować się jak najbliżej odwracającego wejścia wzmacniacza, gdyż sygnał indukowany między tymi punktami pojawia się na wyjściu pomnożony przez wzmocnienie układu z zamkniętą pętlą. Trzeba unikać wyprowadzania punktu węzłowego poza płytkę drukowaną. Jako przykład na rys. 2.91 pokazano



2.91. Dwa rozwiązania wzmacniacza o wzmocnieniu regulowanym potencjometrem
a — z wyprowadzeniem punktu węzłowego poza płytkę,
b — bez wyprowadzenia punktu węzłowego poza płytkę

dwa rozwiązania wzmacniacza o wzmocnieniu regulowanym potencjometrem na płycie czołowej. Układ z rys. 2.91b jest mniej czuły na zakłócenia niż układ z rys. 2.91a, w którym punkt węzłowy wyprowadzono poza płytkę drukowaną.

2.10.6
ZABEZPIECZENIE CIEPLNE

Maksymalne dopuszczalne temperatury pracy i przechowywania układów scalonych są podane w katalogach. Szczególnej ostrożności wymaga montaż układów na płytce. Przy użyciu lutownicy o temperaturze 250°C lutowanie każdego zacisku nie powinno trwać dłużej niż 10 sekund i musi być dokonywane w odległości co najmniej 2 mm od obudowy TO-99.

LITERATURA

2.1. *Ragazzini J. R., Randall R. H., Russel F. A.*: Analysis of problems in dynamics by electronic circuits; Proc. IRE, May (1947).
2.2. *Graeme J. G., Tobey G. F., Huelsman L. P.*: Operational amplifiers — design and applications; Burr-Brown Research Comp., McGraw-Hill (1971).
2.3. RCA Solid State, Databook Series: Linear integrated circuits and MOS devices, RCA Corporation (1972).

2.4. *Golde W.*: Wzmacniacze tranzystorowe małej częstotliwości, prądu stałego, szerokopasmowe; WNT (1967).
2.5. *Golde W.*: Układy elektroniczne, t. I; WNT (1970).
2.6. *Białko M.*: Układy mikroelektroniczne, WKŁ (1969).
2.7. *Eimbinder J.*: Designing with linear integrated circuits; Wiley (1969).
2.8. *Eimbinder J.*: Applications considerations for linear integrated circuits; Wiley-Interscience (1970).
2.9. *Marchais J. C.*: L'amplificateur operationnel et ses applications, Masson (1971).
2.10. *Arpad Barna*: Wzmacniacze operacyjne; WNT (1964).
2.11. *Gazin J. F.*: Manuel d'applications C.I.L. — tome 1 — Les amplificateurs operationnels; Sescosem (1972).
2.12. Linear integrated circuits 1971; Sescosem.
2.13. Handbook and catalog of operational amplifiers; Burr-Brown Research Comp. (1969).
2.14. The application of linear microcircuits; SGS, vol. 1 and 2 (1969).
2.15. Getting more value out of an integrated operational amplifier data sheet: Motorola application note nr AN-273.
2.16. *Barker R. W. J.*: Compensation techniques for operational amplifiers; Electronic Components, July, (1971), p. 813.
2.17. *Payton G. L., Warren M. J.*: Custom compensate your operational amplifier; Electronic Design, nr 1, p. 92 (1971).
2.18. *Jackson H. G.*: Developments in linear integrated circuits; IEEE Trans. on Nuclear Science, NS-18, nr 1, p. 96 (1971).
2.19. *Rostky G.*: Focus on linear IC's; Electronic Design, vol. 19, nr 21, p. 53 (1971).
2.20. *Routh W. S.*: An applications guide for operational amplifiers; National Semiconductor (1969).
2.21. *Baasch T. L.*: Super beta, Darlingtons, FETs for high impedance op amps inputs; Electronic Products Magazine, April (1971), p. 25.
2.22. *Widlar R. J.*: IC operational amplifier beats FET' on input currents; National Semiconductor, AN-29 (1969).
2.23. *Baasch T. L.*: Communications, operational and data amplifiers; Electronic Products Magazine; p. 29, April (1971).
2.24. *Giles J. N.*: Frequency compensation techniques for an integrated operational amplifier; Fairchild Application Bulletin APP-117/2, Fairchild Semiconductor (1966).
2.25. *Widlar R. J.*: IC op amps close the performance gap on discrets; National Semiconductor, TP-9 (1968).
2.26. *Altman L.*: Bridging the analog and digital worlds with linear IC's; Electronics, vol. 45, nr 12, p. 83 (1972).
2.27. Katalogi oraz materiały informacyjne firm Fairchild, Sescosem, SGS, National Semiconductors, Motorola, Tesla, Philips, Intersil, Signetics.
2.28. Universal Balancing Technique; National Semiconductors, Linear brief LB-9 (1969).
2.29. *Ambroziak A.*: Półprzewodnikowe układy scalone, PWN (1966).
2.30. *Filipkowski A.*: Mikroelektroniczne układy scalone, WNT. Warszawa (1966).
2.31. *Loiselet Y.*: L'amplificateur operationnel dans les asservissements, Dunod (1971).
2.32. *Grebene A. B.*: Analog integrated circuit design, Van Nostrand Reinhold Company (1972).
2.33. *Jones D., Webb R. W.*: Chopper-stabilized op amp combines MOS and bipolar elements on one chip, Electronics, Sept. 27 (1973).
2.34. *Gallahan M.*: Chopper-stabilized IC op amps achieve precision, speed, economy, Electronics, August 16 (1973).

3

KOMPARATORY NAPIĘCIA

3.1
PORÓWNANIE KOMPARATORA NAPIĘCIA ZE WZMACNIACZEM OPERACYJNYM

Komparatory napięcia zwane również, w odróżnieniu od komparatorów cyfrowych, komparatorami analogowymi są ogniwem pośrednim między liniowymi i cyfrowymi układami scalonymi. Komparator porównuje wartość napięcia sygnału podawanego na jedno wejście z napięciem odniesienia na drugim wejściu i zależnie od znaku różnicy tych napięć wytwarza na wyjściu sygnał logiczny 0 lub 1. Komparator stanowi więc elementarny, 1-bitowy przetwornik analogowo-cyfrowy. Komparatory napięcia znajdują szerokie zastosowanie m.in. w dyskryminatorach amplitudy, wzmacniaczach odczytu, układach formujących, generatorach, układach sterujących przekaźników, detektorach przejścia przez zero i w przetwornikach analogowo-cyfrowych.

Komparator napięcia jest szczególnym rodzajem wzmacniacza operacyjnego o niesymetrycznym wyjściu i dużym wzmocnieniu. W zasadzie każdy wzmacniacz operacyjny może pracować jako komparator. Wybór pomiędzy scalonym komparatorem a na ogół tańszym od niego wzmacniaczem operacyjnym pełniącym funkcję komparatora zależy od konkretnego zastosowania i wymagań użytkownika. Dokonując wyboru trzeba pamiętać o następujących głównych różnicach między komparatorem a wzmacniaczem:

1) komparatory napięcia są przeznaczone przede wszystkim do pracy z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego, zaś wzmacniacze operacyjne mogą pracować przy różnych wartościach współczynnika sprzężenia zwrotnego i mają zwykle odpowiednią do tego celu wewnętrzną kompensację częstotliwości;
2) komparatory są zazwyczaj układami o większej szybkości działania, tzn. mają szersze pasmo częstotliwości i krótszy czas opóźnienia odpowiedzi impulsowej niż wzmacniacze;

3) poziomy napięcia na wyjściu komparatora są dostosowane do wymagań typowych układów cyfrowych np. TTL, wzmacniacze zaś dysponują szerokim zakresem napięcia wyjściowego obu znaków. Stosując wzmacniacz operacyjny zamiast komparatora trzeba wprowadzić dodatkowy układ dostosowujący poziomy napięcia na wyjściu wzmacniacza do poziomów obowiązujących w zastosowanych układach cyfrowych. Koszt tych układów zwykle przekracza oszczędność wynikającą z niższej ceny wzmacniacza w stosunku do komparatora;
4) komparatory mają zazwyczaj szerszy niż wzmacniacze zakres napięcia wejściowego;
5) wejściowe napięcie niezrównoważenia oraz jego współczynnik cieplny są na ogół większe w komparatorach niż we wzmacniaczach,
6) komparatory, a szczególnie te o bardzo dużej szybkości, mają mniejsze rezystancje wejściowe a większe wejściowe prądy polaryzujące niż wzmacniacze;
7) komparatory wymagają zwykle kłopotliwego niesymetrycznego zasilania (np. +12 V, −6 V), a w niektórych przypadkach także dodatkowego trzeciego napięcia do zasilania stopnia wyjściowego.

3.2
PARAMETRY KOMPARATORÓW NAPIĘCIA

Ponieważ komparator napięcia jest szczególną odmianą wzmacniacza operacyjnego, więc jego właściwości są charakteryzowane za pomocą parametrów zbliżonych do parametrów wzmacniacza. Różnice w definicjach i sposobie pomiaru niektórych parametrów wynikają przede wszystkim z cyfrowego charakteru sygnału wyjściowego komparatora.

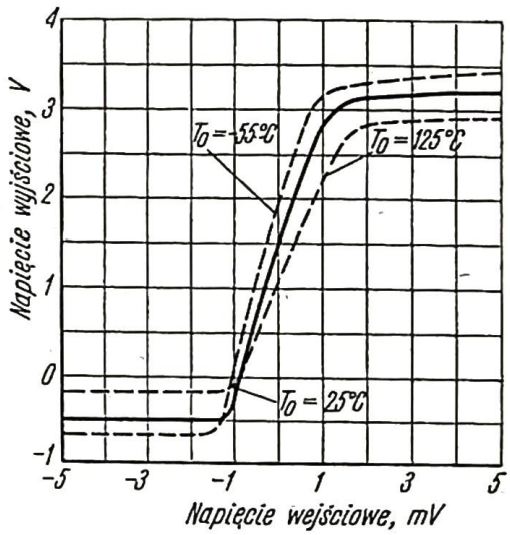
Przy wyborze komparatora do określonego zastosowania trzeba brać pod uwagę dwie jego najważniejsze cechy: szybkość i dokładność. Z tego względu parametry komparatora zostaną przy ich omawianiu podzielone na grupę parametrów decydujących o dokładności komparatora i grupę parametrów określających jego szybkość działania. Trzecia grupa obejmuje pozostałe parametry, głównie eksploatacyjne, określające m.in. zasilanie, rodzaj wyjścia itp.

3.2.1
PARAMETRY OKREŚLAJĄCE DOKŁADNOŚĆ KOMPARATORA

Parametrem, który całkowicie określa dokładność komparatora jest jego czułość, czyli zdolność rozdzielcza. Jest to najmniejsza wartość wejściowego napięcia różnicowego prawidłowo wykrywana przez układ. Zdolność rozdzielcza zależy od wielu czynników i dlatego nie jest podawana w katalogach. O dokładności komparatora można wnioskować na podstawie kilku innych jego parametrów, które zostaną omówione poniżej.

WEJŚCIOWE NAPIĘCIE NIEZRÓWNOWAŻENIA (input offset voltage). Wejściowe napięcie niezrównoważenia jest, ogólnie biorąc, definiowane jako wartość wejścio-

wego napięcia różnicowego wytwarzająca określone napięcie na wyjściu. We wzmacniaczu operacyjnym określa się napięcie niezrównoważenia przy napięciu wyjściowym równym zeru, w komparatorach zaś — przy pewnej umownej wartości napięcia wyjściowego, najczęściej równej tzw. napięciu progu logicznego (logic threshold voltage), przy którym istnieje „równowaga stanów logicznych". Wartość napięcia progowego, przy której jest określane wejściowe napięcie niezrównoważenia jest podawana w katalogach: np. dla komparatora μA 710 wynosi ona 1,5 V przy 0°C, 1,4 V przy +25°C oraz 1, 2 V przy +70°C. Na rys. 3.1 pokazano charakterystykę przejściową $U_{wy} = f(U_R)$ tego komparatora. Łatwo zauważyć, że komparator jest zaprojektowany w taki sposób, aby przy różnicy napięć wejściowych równej zeru dawał na wyjściu napięcie progu układów logicznych TTL, tzn. 1,4 V przy temperaturze +25°C. Charakterystyka na rys. 3.1 jest charakterystyką uśrednioną dla wielu egzemplarzy komparatorów, a więc odpowiadającą napięciu niezrównoważenia równemu zeru. Może ona, zależnie od egzemplarza komparatora przesuwać się w lewo lub w prawo o 5 mV, gdyż tyle wynosi maksymalne napięcie niezrównoważenia komparatora μA 710 [3.2].



3.1. Charakterystyka przejściowa $U_{wy} = f(U_R)$ komparatora μA 710 firmy Fairchild; zasilanie: 12 V, −6 V

Pomiar napięcia niezrównoważenia komparatora musi być dokonywany przy jednakowych rezystancjach wewnętrznych źródeł napięć wejściowych w celu zminimalizowania dodatkowego niezrównoważenia, spowodowanego przepływem prądów polaryzujących przez te rezystancje.

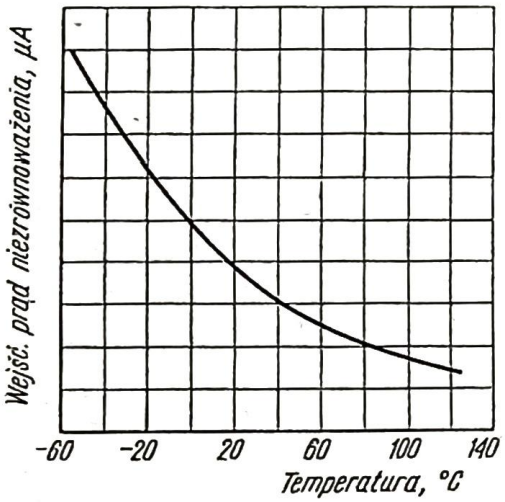
WSPÓŁCZYNNIK CIEPLNY WEJŚCIOWEGO NAPIĘCIA NIEZRÓWNOWAŻENIA (temperature coefficient of input offset voltage). Współczynnik cieplny wejściowego napięcia niezrównoważenia jest definiowany podobnie jak we wzmacniaczach operacyjnych jako zmiana wejściowego napięcia niezrównoważenia przy zmianie temperatury o 1°C i wyrażany w μV/°C.

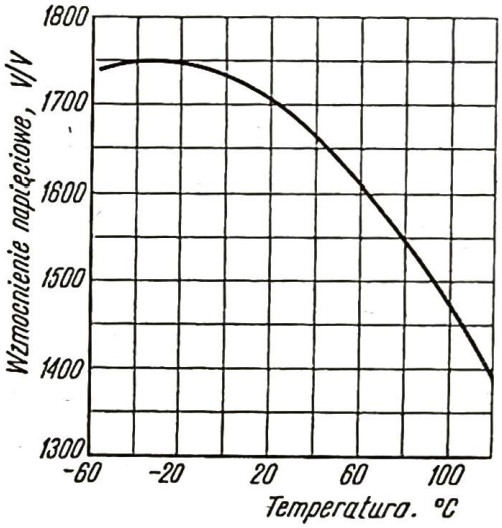
Podobnie jak we wzmacniaczach operacyjnych, również w komparatorach można wyzerować napięcie niezrównoważenia za pomocą odpowiednich obwodów zewnętrznych. Korzyść osiągnięta dzięki takiej kompensacji nie jest jednak tak duża, jak to się z pozoru wydaje. Komparatory (tak zresztą jak i wzmacniacze) o większym napięciu niezrównoważenia mają bowiem zwykle większy współczyn-

nik cieplny tego napięcia, a wyzerowanie napięcia niezrównoważenia nie powoduje kompensacji jego zmian cieplnych.

WEJŚCIOWE PRĄDY POLARYZUJĄCE I WEJŚCIOWY PRĄD NIEZRÓWNOWAŻENIA (input bias currents, input offset current). Wejściowy prąd polaryzujący komparatora jest określony, podobnie jak we wzmacniaczu, jako średnia wartość prądów polaryzujących oba wejścia. Wejściowy prąd niezrównoważenia jest równy różnicy wejściowych prądów polaryzujących zmierzonej przy napięciu wyjściowym równym napięciu progu logicznego. W komparatorach na ogół nie jest podawana impedancja ani rezystancja wejściowa. Jest to spowodowane faktem, że rezystancja wejściowa silnie zależy od wielkości różnicowego napięcia wejściowego m.in. w większości komparatorów ulega gwałtownej zmianie przy przejściu tego napięcia przez zero.

WSPÓŁCZYNNIK CIEPLNY WEJŚCIOWEGO PRĄDU NIEZRÓWNOWAŻENIA (temperature coefficient of input offset current). Współczynnik cieplny wejściowego prądu niezrównoważenia I_{os} jest określony jako zmiana tego prądu przy zmianie temperatury o 1°C i podawany jest w nA/°C. Na rys. 3.2 pokazano zmiany wejściowego prądu niezrównoważenia komparatora μA 710 firmy Fairchild w funkcji temperatury [3.2].





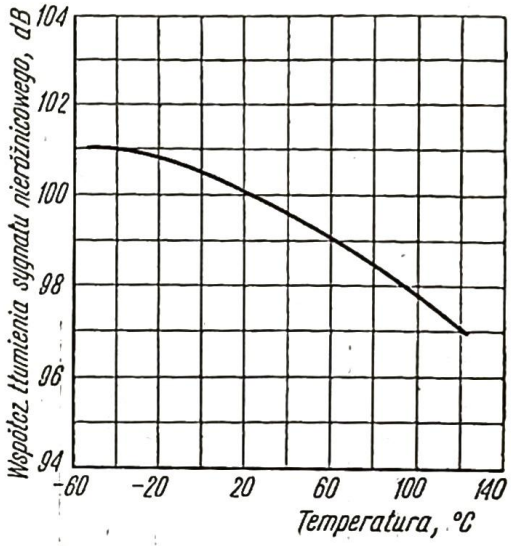
3.2. Zależność wejściowego prądu niezrównoważenia I_{os} komparatora μA 710 od temperatury; zasilanie: 12 V, −6 V

3.3. Wykres wzmocnienia napięciowego komparatora μA 710 w funkcji temperatury; zasilanie: 12 V, −6 V

WZMOCNIENIE NAPIĘCIOWE (voltage gain). Wzmocnienie napięciowe komparatora jest stosunkiem zmiany napięcia wyjściowego do zmiany różnicowego napięcia wejściowego zmierzonym przy napięciu na wyjściu bliskim napięciu progu logicznego. Wzmocnienie napięciowe zależy od temperatury, a także od wartości napięć zasilających. Wykres wzmocnienia napięciowego komparatora μA 710 firmy Fairchild w funkcji temperatury pokazano na rys. 3.3 [3.2].

WSPÓŁCZYNNIK TŁUMIENIA SYGNAŁU NIERÓŻNICOWEGO (common mode rejection ratio). Znaczenie praktyczne tego współczynnika zostało wyjaśnione przy omawianiu wzmacniaczy operacyjnych (p. 2.6) i pozostaje ono aktualne

również w przypadku komparatorów, mimo że sposób określania współczynnika jest w tym przypadku nieco inny. Współczynnik tłumienia sygnału nieróżnicowego komparatora jest stosunkiem zmian nieróżnicowego napięcia wejściowego do zmian wejściowego napięcia niezrównoważenia, jakie następuje w tym



3.4. Zależność współczynnika tłumienia sygnału nieróżnicowego WTSN komparatora μA 710 od temperatury; zasilanie: 12 V, −6 V

zakresie. Współczynnik ten wyrażany jest zwykle w decybelach. Jest on również zależny od temperatury. Na rys. 3.4 pokazano zmiany cieplne współczynnika tłumienia sygnału nieróżnicowego komparatora μA 710 firmy Fairchild [3.2].

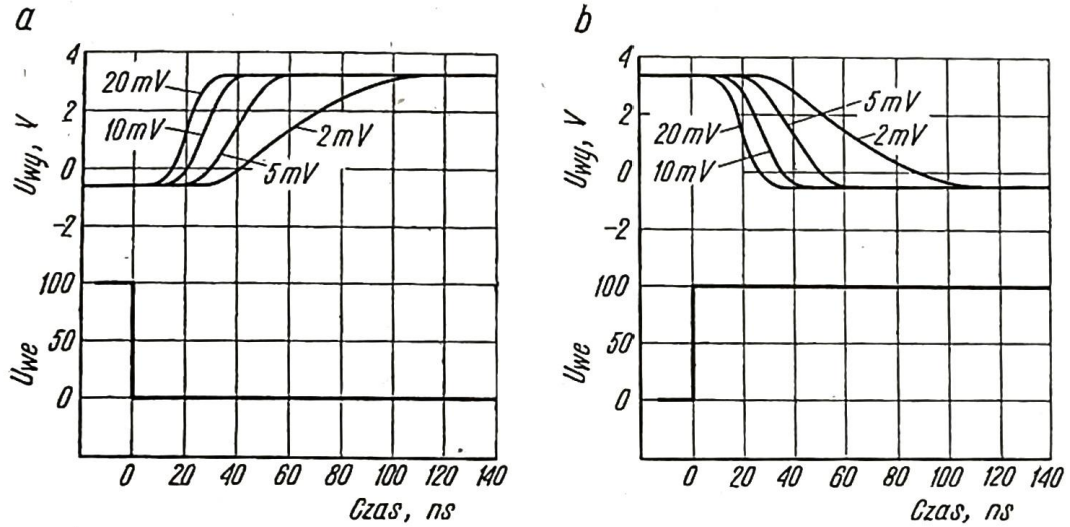
3.2.2 PARAMETRY OKREŚLAJĄCE SZYBKOŚĆ DZIAŁANIA KOMPARATORA

Szybkość działania odgrywa ważną rolę i jest zwykle czynnikiem decydującym o przydatności danego komparatora do określonego zastosowania. Poniżej zostaną omówione parametry określające szybkość komparatora, wśród których najważniejszym i najczęściej stosowanym jest czas opóźnienia odpowiedzi impulsowej, określany krótko jako czas odpowiedzi.

CZAS ODPOWIEDZI (response time). Czas odpowiedzi komparatora jest to czas upływający od chwili podania na wejście komparatora określonego skoku napięcia do chwili, w której napięcie wyjściowe osiągnie wartość napięcia progu logicznego. Wartość czasu odpowiedzi zależy w dużym stopniu od wielkości przesterowania na wejściu, tzn. przekroczenia skoku napięcia wejściowego ponad minimalną wartość powodującą dojście napięcia wyjściowego do napięcia progu logicznego. Przy pracy z przesterowaniem równym zeru czas odpowiedzi jest bardzo długi, trudny do określenia i mało przydatny w praktyce jako parametr. Dlatego większość firm produkujących komparatory przyjęła jako zasadę podawanie czasu odpowiedzi przy wejściowym skoku napięcia 100 mV i przesterowaniu 5 mV. Oznacza to, że komparator jest początkowo spolaryzowany za pomocą napięcia różnicowego równego 95 mV przyłożonego między wejścia, a następnie sterowany skokiem napięcia o przeciwnej polaryzacji i amplitudzie 100 mV. Na wyjściu komparatora następuje wówczas zmiana stanu. Czas zmierzony

między momentem zmiany napięcia wejściowego a chwilą osiągnięcia przez napięcie wyjściowe wartości napięcia progu logicznego jest czasem odpowiedzi impulsowej komparatora. Czas odpowiedzi podawany w katalogach jest mierzony przy wejściowym napięciu niezrównoważenia skompensowanym zewnętrznie do zera.

Znajomość katalogowego czasu opóźnienia odpowiedzi impulsowej komparatora zwykle nie wystarcza użytkownikowi lub projektantowi układów, rzadko bowiem komparator pracuje przy skoku napięcia 100 mV i przesterowaniu 5 mV. Z tego względu w katalogach są podawane wykresy czasowe odpowiedzi impulsowej przy różnych wartościach przesterowania. Na rys. 3.5 pokazano takie



a — przy ujemnym,
b — przy dodatnim skoku napięcia wejściowego;
zasilanie: 12 V, −6 V
Uwaga: napięcie U_{we} w mV

3.5. Wykresy odpowiedzi impulsowej komparatora μA 710 przy różnych wartościach przesterowania

wykresy komparatora μA 710 firmy Fairchild przy ujemnym i dodatnim skoku napięcia. Różnice wielkości czasu opóźnienia odpowiedzi przy obu polaryzacjach skoku są na ogół niewielkie — nie przekraczają 20%. Przy niektórych zastosowaniach — np. w detektorach przejścia przez zero — ta asymetria może powodować błędy. Dlatego w katalogach podaje się niekiedy wartości czasu opóźnienia odpowiedzi impulsowej przy obu polaryzacjach skoku wejściowego.

W praktyce komparatory polaryzuje się wstępnie napięciami znacznie większymi niż przyjęte umownie około 100 mV. Wyjście komparatora z nasycenia wymaga wtedy czasu dłuższego niż katalogowy czas odpowiedzi. Na przykład, w jednym z typowych komparatorów [3.5] czas odpowiedzi przy wstępnej polaryzacji 100 mV wynosi 90 ns, a przy 5 V — 135 ns. Wejściowe skoki napięcia były tak dobrane podczas pomiaru, aby przesterowanie w obu przypadkach było jednakowe i wynosiło 5 mV.

CZAS ODPOWIEDZI NA SYGNAŁ SINUSOIDALNY (response time for sine wave). Inna metoda definiowania i badania czasu opóźnienia odpowiedzi komparatora polega na podawaniu na jego wejście różnicowe przebiegu sinusoidalnego — najczęściej o amplitudzie 30 mV i częstotliwości 30 MHz i pomiarze opóźnienia sygnału na wyjściu. Przy pewnych zastosowaniach komparatorów ten właśnie parametr jest bardzo użyteczny i dlatego niektóre firmy (np. ostatnio Fairchild)

podają prócz czasu opóźnienia odpowiedzi impulsowej również czas odpowiedzi na sygnał sinusoidalny [3.9]. Podawane jest opóźnienie zbocza dodatniego oraz zbocza ujemnego sygnału wyjściowego. Opóźnienia te silnie zależą od napięcia niezrównoważenia i są mierzone przy wyzerowanym zewnętrznie napięciu niezrównoważenia.

CZAS OPÓŹNIENIA SYGNAŁU STROBUJĄCEGO (strobe release time). Parametr ten dotyczy tylko komparatorów pracujących z sygnałem strobującym, jak np. μA 711. Czas opóźnienia sygnału strobującego jest to czas upływający między podaniem skoku napięcia o odpowiedniej polaryzacji na wejście strobujące a chwilą osiągnięcia przez napięcie wyjściowe wartości napięcia progu logicznego. Przebieg napięcia wyjściowego komparatora μA 711 w funkcji czasu, po podaniu sygnału strobującego, jest pokazany na rys. 3.10 przy omówieniu tego komparatora.

3.2.3
INNE PARAMETRY

Poza omówionymi dotychczas parametrami określającymi dokładność i szybkość działania komparatora istnieje wiele dalszych parametrów dotyczących m.in. dopuszczalnych i typowych warunków pracy, zasilania itp. Najważniejsze spośród nich krótko opisano poniżej.

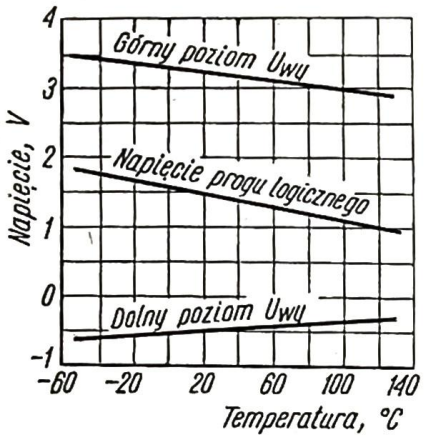
MAKSYMALNE DOPUSZCZALNE NAPIĘCIE WEJŚCIOWE I MAKSYMALNE DOPUSZCZALNE RÓŻNICOWE NAPIĘCIE WEJŚCIOWE (maximum input voltage, maximum differential input voltage). Są to maksymalne wartości napięcia na każdym z wejść (w stosunku do masy) oraz napięcia różnicowego między wejściami, których przekroczenie może spowodować uszkodzenie komparatora lub trwałe pogorszenie jego właściwości.

ZAKRES ZMIAN NAPIĘCIA WEJŚCIOWEGO I RÓŻNICOWEGO NAPIĘCIA WEJŚCIOWEGO (input voltage range, differential input voltage range). Są to zakresy zmian napięcia na wejściach (w stosunku do masy) oraz między wejściami, przy których producenci gwarantują właściwości komparatora podane w katalogach.

POZIOMY NAPIĘCIA WYJŚCIOWEGO (positive output level, negative output level). W katalogach jest podawany górny i dolny poziom napięcia wyjściowego — poziomy te odpowiadają obu stanom logicznym na wyjściu komparatora, czyli stanom 0 i 1. Jednocześnie określane są warunki pomiaru tych poziomów, tzn. wartość napięcia wejściowego oraz prądu obciążenia. Oba poziomy napięcia wyjściowego, jak również napięcie progu logicznego, są zależne od temperatury. Tę zależność w komparatorze μA 710 pokazano na rys. 3.6.

MAKSYMALNE PRĄDY WYJŚCIOWE (output sink current, peak output current). W katalogach są podawane dwa prądy określające właściwości wyjściowe komparatora: maksymalny prąd wpływający do zacisku wyjściowego komparatora (output sink current) oraz maksymalny prąd, jaki można pobrać z wyjścia komparatora bez obawy jego zniszczenia (peak output current). Wartości tych prądów są bardzo ważne ze względu na współpracę komparatora z następującymi po nim

układami logicznymi. Z wartości prądów wynika między innymi maksymalna liczba układów logicznych, którymi można obciążyć wyjście komparatora (obciążalność wyjściowa N_{max}).



3.6. Zależność poziomów napięcia wyjściowego oraz napięcia progu logicznego w komparatorze μA 710 od temperatury; zasilanie: 12 V, −6 V

OBCIĄŻALNOŚĆ WYJŚCIOWA N (fan out). Obciążalność wyjściowa N wyraża się liczbą wejść bramek logicznych określonego rodzaju (np. TTL, RTL lub DTL), którymi można obciążyć wyjście komparatora.

REZYSTANCJA WYJŚCIOWA (output resistance). Przyjęto określać rezystancję wyjściową komparatora przy napięciu wyjściowym równym napięciu progu logicznego.

POBÓR MOCY (power consumption). Pobór mocy komparatora jest określany przy nieobciążonym wyjściu. Pobór zależy od poziomu sygnału wejściowego — podaje się pobór maksymalny w pełnym katalogowym zakresie napięcia wejściowego.

PRĄD WEJŚCIA STROBUJĄCEGO (strobe current). W komparatorach z wejściem strobującym, jak np. μA 711, podaje się jako parametr wartość prądu wypływającego z wejścia strobującego TTL, gdy jest ono w stanie logicznym 0.

NAPIĘCIE WYJŚCIOWE PRZY SYGNALE STROBUJĄCYM RÓWNYM LOGICZNEMU 0 (strobed output level). Jest to wartość napięcia wyjściowego, niezależna od stanu wejść komparatora, gdy na wejściu strobującym jest stan logiczny 0.

3.3
OGÓLNY PRZEGLĄD NAJWAŻNIEJSZYCH TYPÓW KOMPARATORÓW

O przydatności komparatora do określonego zastosowania decydują jego dwie główne właściwości: dokładność i szybkość. Wyprodukowanie komparatora w pełni uniwersalnego łączącego bardzo dużą szybkość działania z bardzo wysoką dokładnością jest trudne lub wręcz niemożliwe. Procesy technologiczne i rozwiązania układowe zwiększające dokładność komparatora pogarszają bowiem na ogół jego szybkość działania i na odwrót. Poza tym inne są optymalne warunki pracy komparatorów szybkich, a inne komparatorów o wysokiej dokładności. Tak np. komparatory o wysokiej dokładności powinny pracować z bardzo dużymi rezystancjami źródeł sygnału, szybkie zaś — z bardzo małymi. Szybkie kompa-

ratory mają skłonność do oscylacji, więc nie jest wskazane stosowanie komparatorów o szybkości działania większej niż to dyktuje konieczność przy określonym zastosowaniu.

Podane wyżej względy powodują, że wybór typu komparatora jest zawsze kompromisem między szybkością a dokładnością. Poniżej zostaną w sposób ogólny omówione najpopularniejsze rodzaje komparatorów obecnie produkowanych z podziałem na komparatory szybkie i komparatory bardzo dokładne.

3.3.1 KOMPARATORY SZYBKIE

Pierwszym monolitycznym komparatorem napięcia był układ μA 710 opracowany w 1966 roku przez firmę Fairchild Semiconductor. Przyjmując czas odpowiedzi impulsowej równy 50 ns jako umowną granicę grupy komparatorów szybkich, należy komparator μA 710 z jego typowym czasem odpowiedzi 40 ns zaliczyć do tej grupy. Układ μA 710 ma także dość dobrą dokładność — maksymalne napięcie niezrównoważenia wynosi 2 mV, jego typowy dryf cieplny 3,5 μV/°C, zaś maksymalny prąd niezrównoważenia — 3 μA. Jest to więc komparator o stosunkowo dużej uniwersalności i z tego względu, a także z uwagi na niską cenę, należy obecnie do najpopularniejszych i najczęściej stosowanych. Układ μA 710 jest produkowany w oparciu o licencję Fairchilda przez wiele firm, m.in. Texas Instr., Motorola, ITT, a w Europie przez SGS oraz Sescosem (pod nazwą SFC 2710). Wadami komparatora μA 710 są: ograniczenie dopuszczalnego obciążenia wyjścia do tylko jednej bramki TTL ($N = 1$) oraz niesymetryczne zasilanie (+12 V, −6 V).

Odmianą podwójną układu μA 710 jest komparator μA 711. Ma on czas opóźnienia odpowiedzi impulsowej równie dobry jak μA 710, tzn. 40 ns, lecz dokładność nieco gorszą. Maksymalne napięcie niezrównoważenia wynosi 5 mV, zaś maksymalny prąd niezrównoważenia — 10 μA. Główna wada układu μA 711 polega na tym, że nie jest on w całej pełni komparatorem podwójnym. Dysponuje wprawdzie dwoma wejściami różnicowymi i możliwością strobowania, lecz ma tylko jedno wyjście.

Istnieje inna odmiana podwójnego komparatora μA 710, opracowana przez firmę Motorola pod nazwą MC 1514, która góruje nad μA 711 posiadaniem oddzielnych wyjść dla każdego z dwóch komparatorów oraz lepszą dokładnością — dorównującą dokładności μA 710.

Do szeroko stosowanych komparatorów szybkich należy układ LM 106 opracowany przez firmę National Semiconductor mający czas odpowiedzi 40 ns i dokładność nie gorszą niż μA710. Zaletą komparatora LM 106 jest symetryczne zasilanie (±15 V), możliwość obciążania wyjścia 10 bramkami TTL lub DTL ($N = 10$) oraz posiadanie wejścia strobującego. Cena tego komparatora jest kilkakrotnie wyższa od ceny μA 710.

Inne komparatory szybkie, poza omówionymi powyżej, mają czasy odpowiedzi krótsze niż 40 ns, lecz uzyskane kosztem dokładności. Należy tu wymienić

przede wszystkim komparator μA 760 firmy Fairchild, opracowany specjalnie do zastosowań, w których wymagana jest duża szybkość działania. Czas odpowiedzi impulsowej tego komparatora wynosi 16 ns, lecz dokładność jest gorsza niż w μA 710 — maksymalne napięcie niezrównoważenia jest równe 6 mV, a maksymalny prąd niezrównoważenia — 7,5 μA.

Warte odnotowania są również dwa szybkie komparatory opracowane i produkowane przez firmę Signetics: SE 527 i SE 529 o średnich czasach odpowiedzi impulsowej 15 ns i 11 ns. Układ SE 527 różni się od układu SE 529 posiadaniem wtórnika wejściowego zmniejszającego wejściowe prądy polaryzujące. Maksymalne prądy niezrównoważenia komparatorów SE 527 i SE 529 wynoszą odpowiednio 0,5 μA i 3 μA, a prądy polaryzujące: 2 μA i 12 μA. Oba układy mają maksymalne napięcie niezrównoważenia w temperaturze 25°C równe 4 mV, a w pełnym zakresie temperatury napięcie to nie przekracza 6 mV. Komparatory SE 527 i SE 529 mają wejścia strobujące.

Do najszybszych komparatorów produkowanych obecnie (koniec 1974 r.) należy układ Am 685 firmy Advanced Micro Devices, charakteryzujący się czasem odpowiedzi impulsowej 7,5 ns. Komparator jest przeznaczony do współpracy z układami ECL. Układ Am 685 mimo bardzo dużej szybkości ma niewielkie maksymalne napięcie niezrównoważenia równe 2 mV i prąd niezrównoważenia 2 μA. Dryf cieplny napięcia niezrównoważenia jest duży — wynosi 10 μV/°C. Jeszcze większą szybkością działania charakteryzuje się szybki komparator MC 1650, którego masową produkcję rozpoczęła niedawno firma Motorola. Jest to komparator podwójny o typowym czasie odpowiedzi 3,5 ns i napięciu niezrównoważenia poniżej 5 mV.

3.3.2
KOMPARATORY BARDZO DOKŁADNE

Najczęściej stosowanym komparatorem o dużej dokładności jest układ LM 111 opracowany przez firmę National Semiconductor, który w tej grupie komparatorów uzyskał równie szeroką popularność, jak układ μA 710 w kategorii komparatorów szybkich. Charakteryzuje się on maksymalnym napięciem niezrównoważenia 3 mV, maksymalnym prądem niezrównoważenia 10 nA i maksymalnym prądem polaryzującym 100 nA (a więc ponad 100-krotnie mniejszym niż w μA 710). Producent nie podaje w katalogach wartości współczynnika cieplnego napięcia niezrównoważenia. Według innych źródeł [3.5] wynosi on ok. ±5 μV/°C. Ważną zaletą LM 111 jest uniwersalność zasilania — układ może być zasilany albo symetrycznie napięciem ±15 V, albo tylko napięciem +5 V, co umożliwia stosowanie go wraz z układami cyfrowymi TTL bez konieczności oddzielnego zasilania. Szybkość działania LM 111 jest mała — czas odpowiedzi impulsowej wynosi 200 ns. Komparator LM 111 jest produkowany na podstawie licencji National Semiconductor przez wiele firm, m. in. Fairchild, Motorola, a w Europie przez Sescosem pod nazwą SFC 2111.

Do komparatorów konkurujących z omówionym powyżej należy komparator μA 734 firmy Fairchild, a także 8001 M firmy Intersil. Mają one parametry

zbliżone do LM 111, lecz nieco lepszą stabilność cieplną napięcia niezrównoważenia: 2,5 μV/°C w μA 734 oraz 2 μV/°C w 8001 M.

Firma Precision Monolithics produkuje komparator CMP-01 bardzo dokładny, a jednocześnie dość szybki. Przy typowym czasie odpowiedzi impulsowej równym 90 ns charakteryzuje się on maksymalnym napięciem niezrównoważenia 2,8 mV o współczynniku cieplnym 2,2 μV/°C i maksymalnym prądem niezrównoważenia 80 nA. Inny komparator tej samej firmy CMP-02 o mniejszej szybkości (160 ns) charakteryzuje się najwyższą dokładnością spośród komparatorów monolitycznych. Jego maksymalne napięcie niezrównoważenia wynosi tylko 0,8 mV i zmienia się zaledwie o 1 μV/°C. Maksymalny prąd niezrównoważenia jest równy 3 nA.

W komparatorach ostatnio opracowanych i wprowadzanych do produkcji zauważa się tendencję do umieszczania jak największej liczby układów na jednej płytce monolitycznej. Na przykład nowy komparator μA 750 firmy Fairchild zawiera źródło napięcia odniesienia, zabezpieczenie wyjścia i regulację histerezy. Obok komparatorów podwójnych pojawiają się komparatory poczwórne, np. LM 3901 National Semiconductor i MC 3302 firmy Motorola.

Jako komparatory napięcia można też wykorzystywać scalone układy odbiorcze linii przesyłowych (line receivers) np. podwójny układ ze strobowaniem SN 75107 firmy Texas Instr. o czasie odpowiedzi 17 ns.

3.4
SZCZEGÓŁOWE OPISY NAJCZĘŚCIEJ STOSOWANYCH KOMPARATORÓW MONOLITYCZNYCH

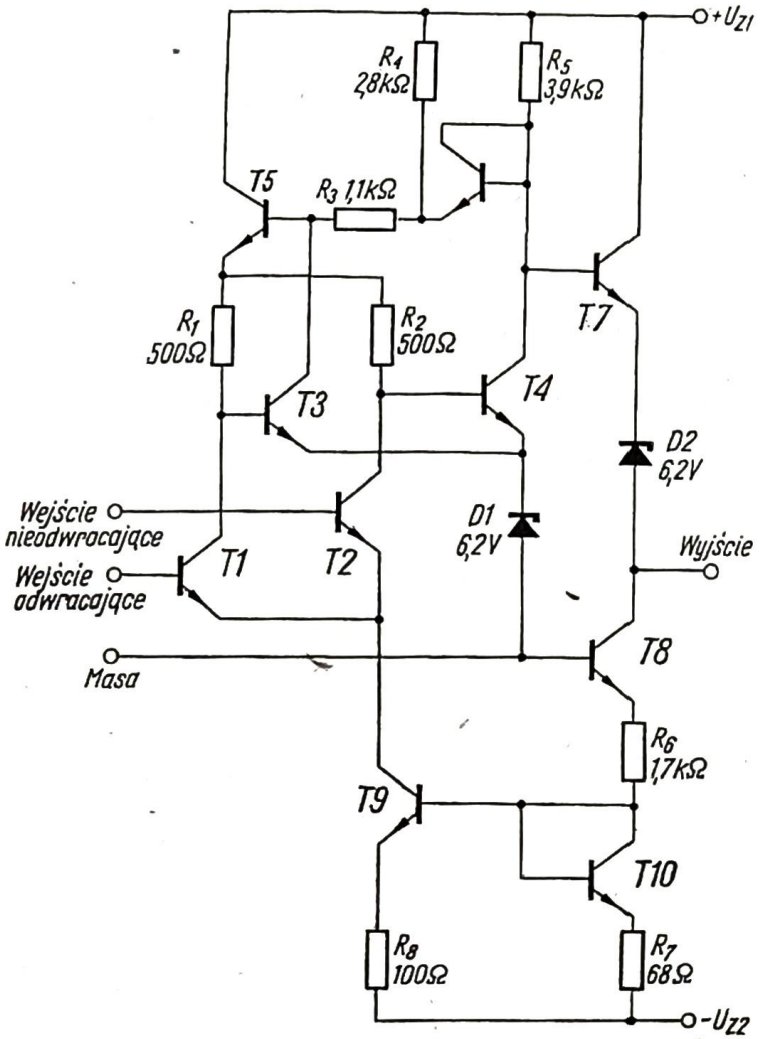
3.4.1
KOMPARATOR μA 710 FIRMY FAIRCHILD SEMICONDUCTOR

3.4.1.1
BUDOWA

Komparator μA 710 został opracowany przez firmę Fairchild w roku 1966 i był pierwszym monolitycznym komparatorem napięcia. Ze względu na swe zalety i niską cenę należy do najczęściej stosowanych komparatorów. W oparciu o licencję firmy Fairchild jest produkowany przez wielu producentów — m.in. Texas Instruments, National Semiconductors, Motorola, a w Europie przez SGS (pod oryginalną nazwą firmową) i Sescosem (jako SFC 2710).

Pełny schemat ideowy komparatora μA 710 pokazano na rys. 3.7. Tranzystory *T1* i *T2* tworzą różnicowy stopień wejściowy. Ich emitery są zasilane ze źródła prądowego *T9*, dzięki czemu prądy kolektorów są prawie niezależne od napięcia nieróżnicowego na wejściach (common mode voltage). Tranzystory *T3* i *T4* tworzą drugi stopień wzmacniający o wyjściu niesymetrycznym z kolektora *T4*. Jeśli stopień wejściowy znajduje się w równowadze tzn. prądy kolektorowe tranzystorów *T1* i *T2* są równe, to prądy kolektorów *T3* i *T4* są także jednakowe, gdyż tranzystory mają równe wzmocnienia, a ich bazy są zasilane z jednego punktu (emitera *T5*) przez identyczne rezystory R_1 i R_2. Rolę elementu wzmacniają-

cego w drugim stopniu pełni tranzystor *T4*, zaś tranzystor *T3* zapewnia symetrię polaryzacji tego stopnia i spełnia funkcję wtórnika sterującego emiter *T4* sygnałem z kolektora *T1*, podczas gdy baza *T4* jest sterowana sygnałem w przeciwnej



3.7. Schemat ideowy komparatora μA 710

fazie z kolektora *T2*. Zaletą tego rozwiązania jest niewrażliwość napięcia na wyjściu drugiego stopnia wzmacniającego na zmiany dodatniego napięcia zasilającego. Przy wzroście napięcia $+U_{Z1}$ prądy kolektorów *T3* i *T4* wzrastają i napięcie kolektora *T4* pozostaje stałe.

Zakres napięcia wejściowego jest ograniczony napięciem na bazach tranzystorów drugiego stopnia. Duży zakres napięcia wejściowego jest zapewniony przez podwyższenie potencjałów emiterów *T3* i *T4* za pomocą diody Zenera *D1*. Tranzystor *T6* połączony diodowo ogranicza dodatni skok napięcia wyjściowego m.in. w celu zwiększenia szybkości działania komparatora. Na wyjściu tranzystora *T4* znajduje się wtórnik emiterowy *T7*. Dioda Zenera *D2* służy do ustalenia poziomu napięcia wyjściowego, odpowiedniego do sterowania układów logicznych TTL. Tranzystor *T8* separuje wyjście komparatora od dzielnika rezystorowego R_6, R_7, zasilającego źródło prądowe *T9*. Zastosowanie połączonego diodowo tranzystora *T10* do kompensacji napięcia baza-emiter tranzystora *T9* umożliwia pracę źródła prądowego przy małym spadku napięcia na rezystorze emiterowym R_8. Dzięki temu rozszerza się zakres napięcia wejściowego w kierunku napięć ujemnych.

Układ komparatora μA 710 jest zaprojektowany w taki sposób, że jego właściwości niewiele zależą od rozrzutu wartości elementów i zmian temperatury. Zostanie to poniżej wykazane przy założeniu, że pary tranzystorów oraz diod Zenera mają identyczne parametry oraz stosunek rezystancji oporników jest dokładnie dobrany. Przy stosowanych obecnie technologiach produkcji układów scalonych założenie takie jest dość dobrze spełnione w szerokim zakresie temperatury. Przyjmiemy również, że wzmocnienia prądowe tranzystorów są duże i prądy bazy są pomijalne w stosunku do prądów kolektora.

Jeśli napięcie między wejściami komparatora jest równe zeru, to ze względu na symetrię tranzystorów *T1* i *T2* (rys. 3.7) prądy ich kolektorów są jednakowe. Prąd kolektora tranzystora *T3* można wyrazić wzorem:

$$I_{C3} = \frac{U_{Z1} - U_S - \frac{1}{2} I_{C9} R_1 - 2U_{BE}}{R_3 + R_4} \tag{3.1}$$

W podobny sposób można zapisać prąd kolektora *T4*:

$$I_{C4} = \frac{U_{Z1} - U_S - U_{BE} - U_{wy}}{R_5} \tag{3.2}$$

W powyższych wzorach oznaczono:

U_S — napięcie diod Zenera *D1* i *D2*,

U_{BE} — napięcie między bazą i emiterem tranzystora przewodzącego,

U_{wy} — napięcie wyjściowe komparatora.

Z symetrii układu wynika, że $I_{C3} = I_{C4}$. Przyrównując do siebie wzory (3.1) i (3.2) oraz podstawiając: $R_3 + R_4 = R_5$, uzyskujemy

$$U_{wy} = U_{BE} + \frac{1}{2} I_{C9} R_1 \tag{3.3}$$

W celu obliczenia prądu I_{C9} trzeba znaleźć prąd I_{C10} płynący w dzielniku zasilającym bazę *T9*. Ten prąd jest równy:

$$I_{C10} = \frac{U_{Z2} - 2U_{BE}}{R_6 + R_7} \tag{3.4}$$

zaś

$$I_{C9} = \frac{R_7}{R_8} \cdot I_{C10} \tag{3.5}$$

Korzystając ze wzorów (3.4) i (3.5) i podstawiając otrzymaną wartość I_{C9} do wzoru (3.3) otrzymujemy:

$$U_{wy} = U_{BE} + \frac{R_1 R_7}{2R_8} \frac{U_{Z2} - 2U_{BE}}{R_6 + R_7} \tag{3.6}$$

Przy wartościach elementów podanych na rys. 3.7 napięcie wyjściowe wynosi:

$$U_{wy} = 0{,}8\, U_{BE} + 0{,}16\, U_{Z2} \tag{3.7}$$

Przy typowej wartości zasilania $U_{Z2} = -6$ V i napięciu różnicowym na wejściach równym zeru, napięcie wyjściowe wynosi 1,4 V. Jest to wartość bardzo dogodna,

gdyż typowa wartość napięcia progu logicznego TTL mieści się w granicach od 0,7 V do 1,7 V.

Jak wynika ze wzoru (3.7), zmiana ujemnego napięcia zasilającego powoduje zmianę napięcia wyjściowego:

$$\Delta U_{wy} = 0{,}16\ \Delta U_{Z2}$$

Uwzględniając wzmocnienie komparatora równe ok. 1500 można obliczyć, że zmiana U_{Z2} o 10% powoduje powstanie wejściowego napięcia niezrównoważenia równego 65 μV. Rozrzuty wartości U_{BE} w poszczególnych egzemplarzach komparatora wywołują napięcie niezrównoważenia nie większe niż 20 μV. Są to więc wartości bardzo małe.

W przeprowadzonej analizie założono, że stosunki rezystancji są dobrane idealnie dokładnie. W rzeczywistości nie można uniknąć pewnych rozrzutów wartości stosunku rezystancji, które są główną przyczyną powstawania wejściowego napięcia niezrównoważenia. O wartości tego napięcia decyduje przede wszystkim dobór stosunku R_1/R_2. Przy technologii stosowanej do produkcji μA 710 rozrzut tego stosunku wynosi ok. 2%, co powoduje powstawanie wejściowego napięcia niezrównoważenia ok. 0,5 mV.

Rozważając wzory (3.6) i (3.7) można przeanalizować wpływ temperatury na napięcie wyjściowe, a więc również na wejściowe napięcie niezrównoważenia. Jedyną wielkością zależną od temperatury jest w tych wzorach napięcie U_{BE}, gdyż stosunki rezystancji pozostają prawie stałe w szerokim zakresie temperatury. Zmiany cieplne napięcia U_{BE} decydują więc o zmianach napięcia U_{wy} i wejściowego napięcia niezrównoważenia. Kierunek tych zmian jest korzystny, gdyż następuje kompensacja ze zmianami termicznymi progu układów logicznych. Współczynnik cieplny wejściowego napięcia niezrównoważenia w komparatorze μA 710 wynosi 3,5 μV/°C.

Zamieszczone przy omawianiu parametrów komparatorów rysunki 3.1, 3.2 i 3.5 obrazują najważniejsze właściwości komparatora μA 710. Na rys. 3.1 pokazano zależność $U_{wy}(U_R)$, na rys. 3.2 — zależność wejściowego prądu niezrównoważenia od temperatury, a na rys. 3.5 — odpowiedź impulsową komparatora na dodatni i ujemny skok napięcia wejściowego. Jak wynika z podanych właściwości i wykresów, komparator μA 710 należy do komparatorów szybkich (czas odpowiedzi 40 ns), a jednocześnie dość dokładnych (typowe napięcie niezrównoważenia 0,6 mV, typowy prąd niezrównoważenia 0,75 μA — w temperaturze 25°C).

3.4.1.2
WSPÓŁPRACA Z UKŁADAMI LOGICZNYMI

Możliwości współpracy komparatora z układami logicznymi zależą od poziomów napięcia wyjściowego i wartości prądów wyjściowych — prądu wpływającego do wyjścia i prądu pobieranego z wyjścia komparatora. W przypadku komparatora μA 710 typowe wartości poziomów napięcia wyjściowego wynoszą 3,2 V i −0,5 V, maksymalny prąd pobierany z wyjścia nie może przekraczać 10 mA, a maksymalny prąd wpływający do wyjścia 2,5 mA.

Poziomy napięcia wyjściowego są dostosowane do układów logicznych TTL. Czynnikiem ograniczającym obciążalność wyjściową jest w tym przypadku wartość maksymalnego prądu wpływającego do wyjścia komparatora (output sink current). Ponieważ bramka TTL wymaga do wysterowania w stanie logicznym 0 na wejściu prądu 1,6 mA, więc wyjście komparatora μA 710 można obciążać bezpośrednio tylko jedną bramką TTL. W celu wysterowania dwóch bramek TTL należy dołączyć rezystor 3,6 kΩ między wyjściem komparatora i zasilaniem — 6 V. W przypadku 3 bramek wartość rezystora wynosi 2,2 kΩ.

Przy współpracy komparatora μA 710 z układami logicznymi DTL obowiązują te same zasady, które podano powyżej dla logiki TTL.

Wyjście komparatora μA 710 można obciążać kilkoma bramkami standardowej serii RTL. Duży prąd wyjściowy komparatora może jednak spowodować przesterowanie bramek. Z tego względu jest wskazane zastosowanie na wyjściu komparatora rezystora szeregowego ograniczającego prąd. W przypadku obciążenia jedną bramką zaleca się wartość rezystora szeregowego równą 1,5 kΩ, przy 2 bramkach — 510 Ω, a przy trzech — 270 Ω. Równolegle do rezystora dołącza się kondensator przyśpieszający 100 pF. W przypadku bramek logicznych RTL małej mocy zalecane wartości rezystorów szeregowych są równe: 4,7 kΩ przy jednej bramce, 2,2 kΩ przy dwóch oraz 1,3 kΩ przy trzech bramkach.

3.4.1.3
WSKAZÓWKI PRAKTYCZNE

Projektując układy z zastosowaniem komparatora μA 710 trzeba pamiętać, że zakres napięcia na każdym z wejść (w stosunku do masy) wynosi ±5 V, a dopuszczalne napięcie różnicowe między wejściami — również ±5 V. Tak więc jeśli jedno z wejść ma potencjał +5 V, to potencjał drugiego wejścia nie może być mniejszy niż potencjał masy. Przekroczenie dopuszczalnego wejściowego napięcia różnicowego powoduje znaczne zwiększenie wejściowego prądu niezrównoważenia i wejściowych prądów polaryzujących. Przekroczenie wartości napięcia +7 V na jednym z wejść w stosunku do masy powoduje nasycenie tranzystora wejściowego i niebezpieczeństwo jego zniszczenia wskutek przepływu nadmiernego prądu. Nawet jeśli w tym przypadku nie nastąpi zniszczenie tranzystora, to praca komparatora jest nieprawidłowa. Na przykład, gdy wejdzie w nasycenie tranzystor na wejściu odwracającym, to powstaje bezpośrednie połączenie między wejściem i bazą tranzystora w drugim stopniu wzmacniającym. Wejście odwracające komparatora zaczyna wtedy pracować jak wejście nieodwracające.

Komparator μA 710 jest wzmacniaczem o dużym wzmocnieniu przy dużych częstotliwościach, długie przewody doprowadzające zasilania mogą więc stać się przyczyną oscylacji. Z tego względu konieczne jest blokowanie zasilania kondensatorami umieszczonymi w możliwie najmniejszej odległości od komparatora. Blokowanie kondensatorami elektrolitycznymi lub papierowymi nie jest skuteczne. Zalecane jest blokowanie ujemnego i dodatniego napięcia zasilającego kondensatorami ceramicznymi 0,01 μF o małej indukcyjności. Montaż

układu należy tak projektować, aby doprowadzenia wejścia znajdowały się jak najdalej od doprowadzeń wyjścia komparatora.

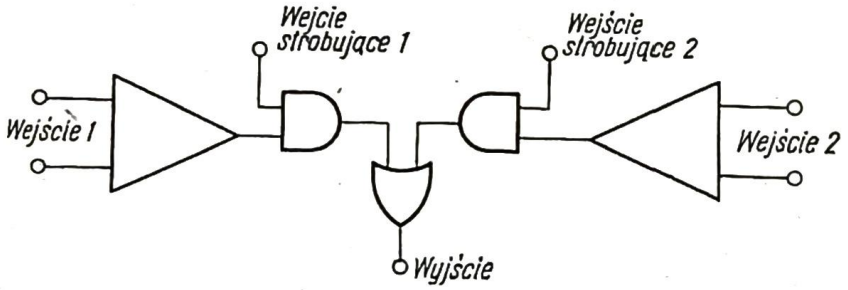
W przypadku sygnału wejściowego o dużym poziomie szumów należy stosować układy z niewielką histerezą. Takie układy są omówione w rozdziale 4.

3.4.2
KOMPARATOR μA 711 FIRMY FAIRCHILD SEMICONDUCTOR

3.4.2.1
BUDOWA

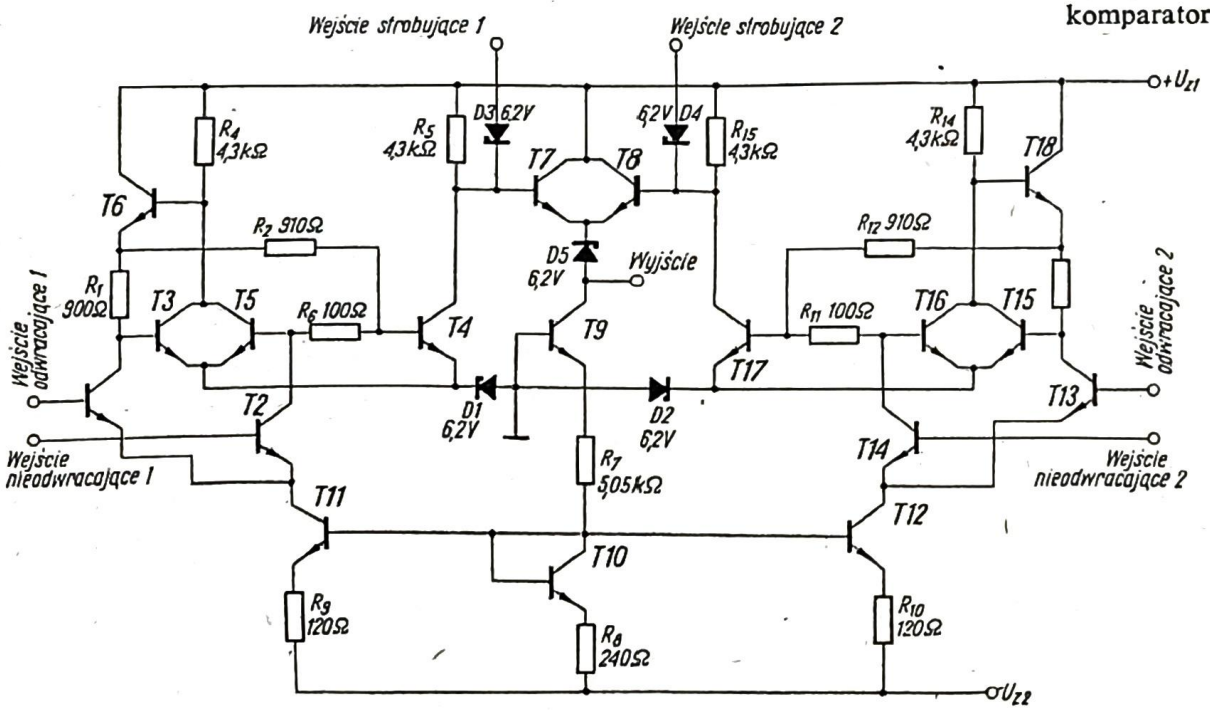
Układ monolityczny μA 711 jest podwójnym komparatorem napięcia opracowanym przez firmę Fairchild i składającym się z dwóch komparatorów o budowie bardzo zbliżonej do μA 710. Produkowany jest przez wiele firm, a wśród nich przez SGS pod nazwą oryginalną i przez Sescosem jako SFC 2711.

Komparator μA 711, mimo że podwójny, ma tylko jedno wyjście i realizuje funkcję logiczną pokazaną na rys. 3.8. Dokładny schemat układu μA 711 przedstawiono na rys. 3.9. Porównując ten schemat z rys. 3.7 łatwo zauważyć, że oba



3.8. Schemat logiczny komparatora μA 711

3.9. Schemat ideowy komparatora μA 711

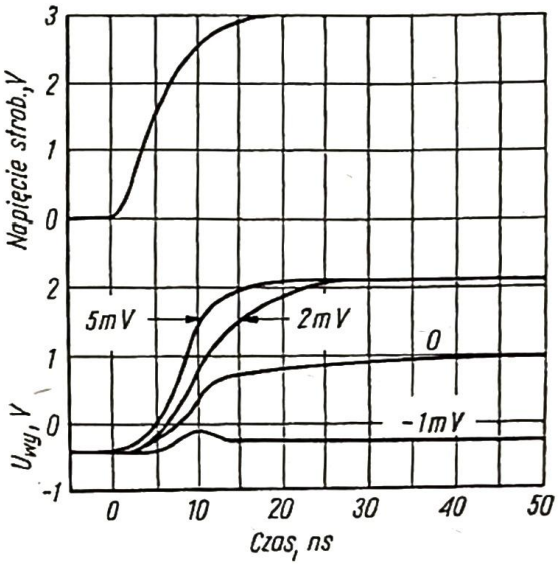


składowe komparatory układu μA 711 są prawie identyczne z układem komparatora μA 710. Elementem dodatkowo wprowadzonym jest tranzystor *T5* (oraz *T16*). Służy on do ograniczenia wysterowania bazy *T4* podczas nasycenia,

dzięki czemu skraca się czas magazynowania oraz zmniejsza moc wydzielaną. Gdy punkt pracy komparatora znajduje się w obszarze aktywnym, wówczas prąd kolektora *T2* wytwarza spadek napięcia na R_6 blokujący tranzystor *T5*, aby nie zakłócał pracy układu. Dioda *D5* przesuwająca poziom napięcia wyjściowego oraz dzielnik R_7, R_8 zasilający źródła prądowe, są wspólne dla obu komparatorów. Wtórniki wyjściowe obu komparatorów *T7* i *T8* mają połączone emitery i tworzą układ OR. Do baz tranzystorów *T7* i *T8* są doprowadzane sygnały strobujące przez diody Zenera. Każdy z 2 kanałów ma strobowanie niezależne. Jeśli wejście strobujące znajduje się na dolnym poziomie napięciowym (stan logiczny 0), to wyjście tego kanału nie może, niezależnie od stanu wejść, przejść do stanu logicznego 1.

Wejście strobujące może też służyć do ograniczania napięcia wyjściowego całego komparatora. To napięcie jest zawsze mniejsze od napięcia strobującego o co najmniej jedną wartość spadku napięcia baza-emiter tranzystora.

Ważną cechą komparatora jest szybkość działania układu strobującego. Na rys. 3.10 pokazano odpowiedź komparatora μA 711 na sygnał strobujący przy różnych wartościach napięcia U_R między wejściami komparatora. Przy wejścio-



3.10. Odpowiedź impulsowa komparatora μA 711 na sygnał strobujący przy różnych wartościach wejściowego napięcia różnicowego U_R; zasilanie: 12 V, −6 V

wym napięciu różnicowym równym 0 mV napięcie wyjściowe po przyjściu sygnału strobującego osiąga wartość napięcia progu logicznego. Krzywa przy wartości napięcia −1 mV obrazuje impuls pasożytniczy powstający w wyniku przechodzenia części sygnału strobującego na wyjście komparatora. Wykresy dla wartości 2 mV i 5 mV odpowiadają typowym warunkom pracy. Wartości czasu opóźnienia sygnału strobującego wynoszą wówczas odpowiednio 14 ns i 10 ns. Napięcie wyjściowe nie narasta w tym przypadku do poziomu maksymalnego, gdyż jest ograniczane wartością sygnału strobującego.

3.4.2.2
WSPÓŁPRACA Z UKŁADAMI LOGICZNYMI

Komparator μA 711 ma mniejszy dopuszczalny prąd wpływający do wyjścia (output sink current) niż układ μA 710. Z tego względu trzeba połączyć wyjścia

4 komparatorów do wysterowania jednej bramki logicznej TTL lub DTL. Połączone wyjścia tworzą wówczas układ OR. Aby wysterować bramkę TTL lub DTL jednym komparatorem, należy wyjście komparatora połączyć z napięciem zasilającym -6 V przez rezystor 5,6 kΩ; dla wysterowania 2 bramek z jednego komparatora ($N = 2$) zalecana jest wartość tego rezystora równa 2,4 kΩ.

Przy współpracy ze standardowymi układami RTL wyjście komparatora μA 711 można obciążać 8 bramkami tego typu. Wyjście komparatora nie powinno jednak zbyt długo pozostawać w stanie 1 ze względu na nadmierną moc wydzielaną. Dlatego zalecane jest stosowanie rezystora szeregowego na wyjściu komparatora. Wartość tego rezystora nie powinna przekraczać 3,9 kΩ przy obciążeniu jedną bramką RTL, 1,8 kΩ — przy obciążeniu dwoma bramkami oraz 820 Ω przy trzech bramkach. Równolegle do rezystora szeregowego dołącza się mały kondensator przyśpieszający.

Stosując wejście strobujące komparatora μA 711 trzeba pamiętać, że wymaga ono w stanie logicznym 0 prądu wpływającego równego ok. 1,2 mA. Prąd ten płynie tylko wówczas, gdy wejście różnicowe wywołuje stan 1 na wyjściu. Wejście strobujące w stanie 1 prawie nie pobiera prądu.

Końcówki wejścia strobującego nie należy pozostawiać nie załączonej, szczególnie w układach szybkich — ze względu na wpływ pojemności pasożytniczych. Nie używana końcówka powinna być dołączona do napięcia zasilania układów logicznych $+5$ V.

3.4.2.3
WSKAZÓWKI PRAKTYCZNE

Przy stosowaniu komparatora μA 711 należy kierować się wskazówkami zawartymi w p. 3.4.1.3, dotyczącymi komparatora μA 710. Jeżeli wykorzystuje się tylko jedną część układu μA 711, to obie końcówki nie używanego wejścia różnicowego należy połączyć z masą. Również wejście strobujące nieużywanej części układu należy uziemić.

Przy stosowaniu sygnałów strobujących o krótkim czasie narastania, doprowadzenie tego sygnału powinno przebiegać możliwie daleko od wejścia komparatora.

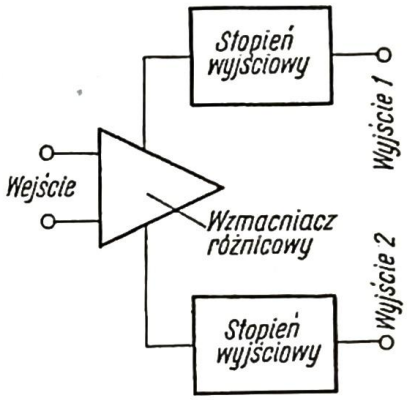
3.4.3
KOMPARATOR μA 760 FIRMY FAIRCHILD SEMICONDUCTOR

Szybki komparator μA 760 należy do nowszych opracowań firmy Fairchild i ma szereg zalet w stosunku do opracowań poprzednich (np. μA 710). Wśród zalet należy wymienić:

— krótszy czas odpowiedzi impulsowej,
— dwa komplementarne wyjścia o jednakowych czasach odpowiedzi na każdym z nich,
— symetryczne zasilanie od $\pm 4{,}5$ do $\pm 6{,}5$ V,
— zakres napięcia wyjściowego ± 4 V przy zasilaniu ± 6 V,

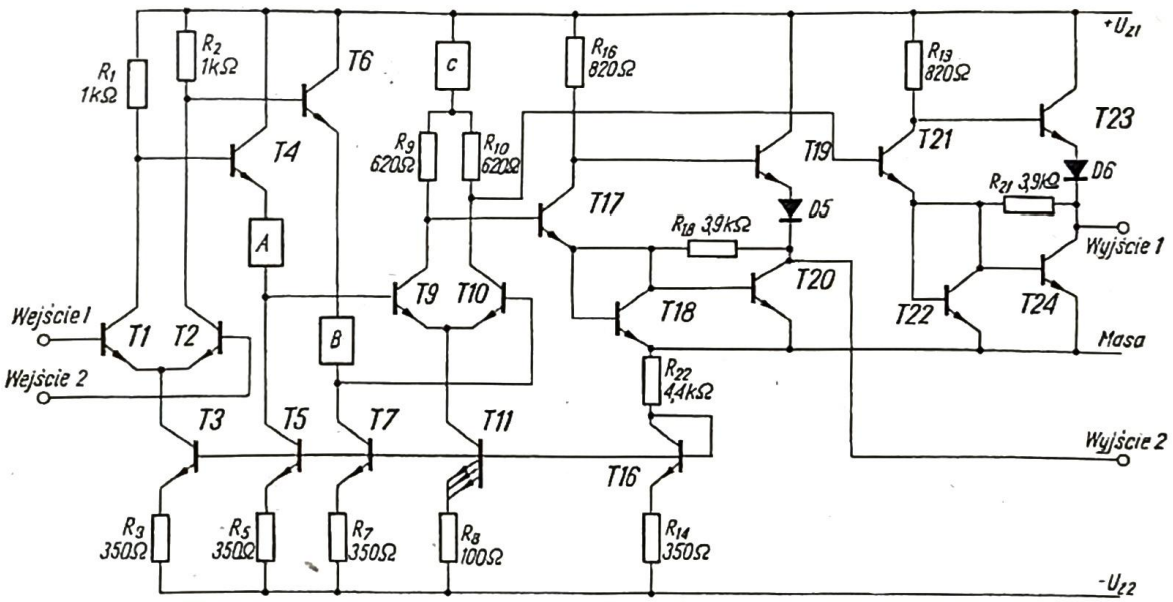
— możliwość obciążenia każdego z wyjść dwiema bramkami TTL ($N = 2$), co wynika z wartości maksymalnego prądu wpływającego do wyjścia równej 3,2 mA.

Komparator μA 760 składa się ze wzmacniacza różnicowego oraz dwóch identycznych stopni wyjściowych podobnych do standardowych bramek TTL (rys. 3.11). Na rys. 3.12 pokazano uproszczony schemat ideowy całego kompa-



3.11. Schemat blokowy komparatora μA 760 firmy Fairchild

3.12. Uproszczony schemat ideowy komparatora μA 760

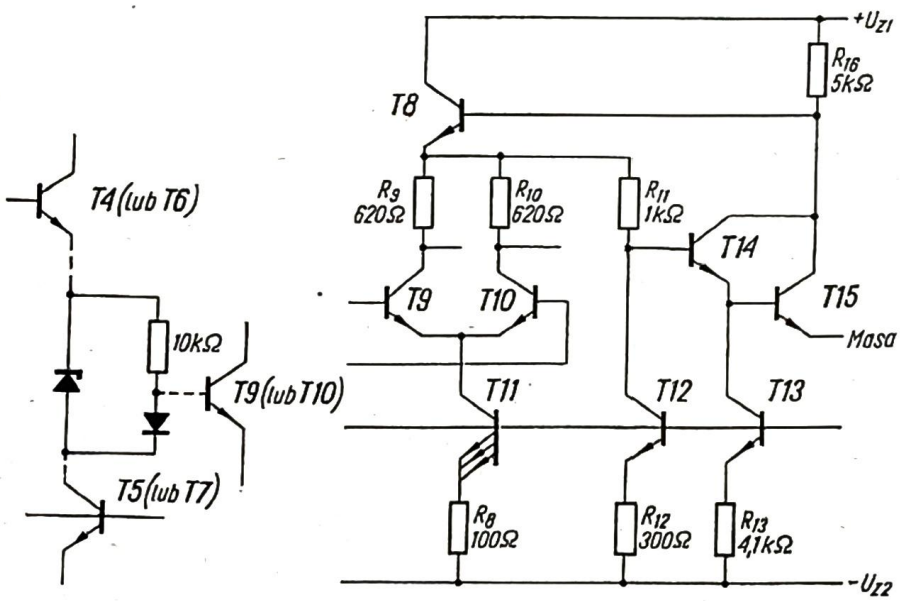


ratora. Emitery tranzystorów stopnia wejściowego *T1* i *T2* są zasilane ze źródła prądowego (*T3*, R_3) prądem ok. 1 mA. Wartość tego prądu oraz wartości rezystancji R_1 i R_2 ograniczają maksymalny skok napięcia na kolektorach *T1* i *T2* do 1 V. Dzięki temu uzyskuje się szeroki zakres napięcia wejściowego. Stopień wejściowy jest sprzężony z drugim stopniem wzmacniającym przez wtórniki emiterowe *T4* i *T6* oraz układy przesuwające napięcie *A* i *B*. Punkt pracy drugiego stopnia wzmacniającego jest ustalony za pomocą źródła prądowego *T11*, R_8 i układu C przesuwającego poziom napięcia. Wyjścia tego stopnia sterują dwoma układami wyjściowymi o budowie bardzo zbliżonej do bramki TTL. Jeden z tych układów składa się z tranzystorów *T17*, *T18*, *T19*, *T20*, diody *D5* i rezystorów R_6 i R_{18}, a drugi — z *T21*, *T22*, *T23*, *T24*, *D6*, R_{19}, R_{21}. Gdy napięcie na bazie *T17* wzrasta o więcej niż dwa spadki napięcia baza-emiter, to na-

pięcie na kolektorze *T17* zmniejsza się, a tranzystor *T20* zaczyna przewodzić i wchodzi w nasycenie. Wartość maksymalnego prądu, jaki może wpływać do *T20*, jest określona prądem emitera *T17* i stosunkiem powierzchni emiterów *T18* i *T20*. Układ jest tak zaprojektowany, aby zapewnić dolny poziom napięcia wyjściowego poniżej 0,4 V przy prądzie do 3,2 mA, co umożliwia obciążenie wyjścia komparatora dwiema bramkami TTL. Gdy napięcie na bazie *T17* spadnie poniżej dwóch wartości spadków napięcia baza-emiter, wówczas tranzystory *T17* i *T20* wychodzą z nasycenia i napięcie wyjściowe wzrasta do wartości równej napięciu zasilającemu pomniejszonemu o dwa spadki napięcia baza-emiter, co odpowiada typowemu poziomowi wejściowemu układów logicznych TTL. Przez *T18* i R_{18} płynie wtedy pewien prąd zapobiegając całkowitemu zablokowaniu tranzystora *T20*. Wpływa to na skrócenie czasu przełączania przy przejściu od wysokiego do niskiego poziomu napięcia na wyjściu. Szybkość przełączania jest zwiększona również dzięki dodatniemu sprzężeniu zwrotnemu przez R_{18} i *T18* do emitera *T17*.

Drugi układ wyjściowy działa w ten sam sposób, lecz sygnały w obu torach wyjściowych są w przeciwnych fazach.

Na rys. 3.13 pokazano schemat układów *A* i *B* przesuwających poziom napięcia stałego w omawianym komparatorze. Jest to układ przesuwania poziomu z diodą Zenera zmodyfikowany w taki sposób, aby zmniejszyć napięcie przesunięcia. Opóźnienie wprowadzone przez tę modyfikację nie przekracza 1 ns.

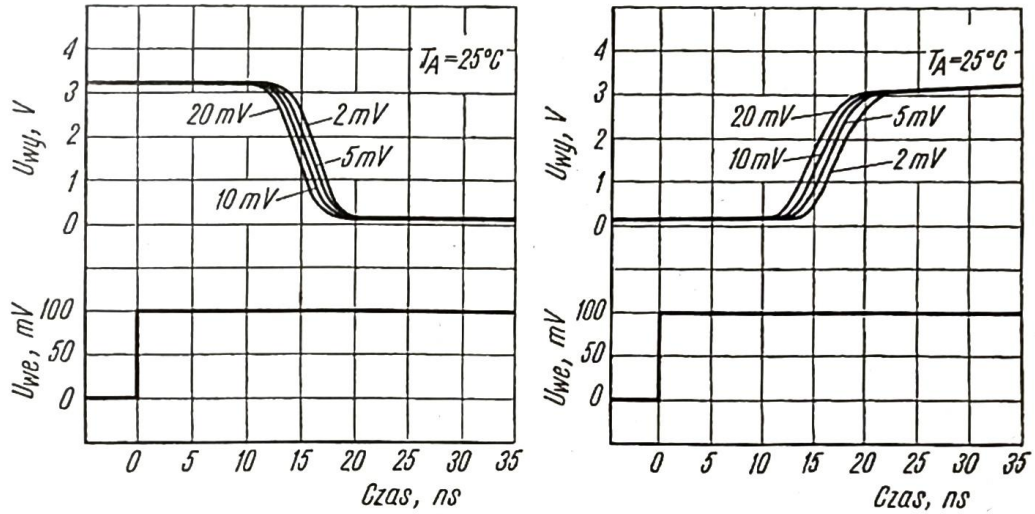


3.13. Układy *A* i *B* przesuwające napięcie w komparatorze μA 760

3.14. Układ *C* przesuwający napięcie komparatora μA 760

Układ C przesuwający napięcie ma budowę bardziej skomplikowaną i jego schemat pokazano na rys. 3.14. Ujemna pętla sprzężenia zwrotnego utworzona przez *T14*, *T15*, R_{16}, *T8* i R_{11} utrzymuje napięcie na bazie *T14* na poziomie napięcia wyższym o dwa spadki napięcia baza-emiter od poziomu masy — jest to poziom progu stopni wyjściowych. Spadki napięcia na rezystorach R_9, R_{10}, R_{11} są dokładnie określone przez odpowiedni dobór stosunków rezystancji i stosunków prądów w źródłach prądowych zbudowanych z elementów *T11*, R_8, *T12* i R_{12}. Wartości rezystancji R_8 i R_{12} wyznaczają stosunek prądów tych źródeł równy 3:1.

T11 jest tranzystorem trójemiterowym, w którym każdy z emiterów ma wymiary takie same jak emiter *T12*, dzięki czemu zapewnia się optymalny dobór napięć U_{BE}. Prądy w R_9 i R_{10} muszą być półtora raza większe od prądu w R_{11}, więc stosunki R_{11} do R_{10} i R_{11} do R_9 powinny także wynosić 1,5. W rzeczywistości ten stosunek jest nieco większy, gdyż tranzystory *T15* i *T14* pracują przy niższych prądach niż stopień wyjściowy i ich napięcia baza-emiter są mniejsze.



3.15. Wykresy odpowiedzi impulsowej komparatora μA 760 przy dodatnim i ujemnym skoku napięcia wyjściowego

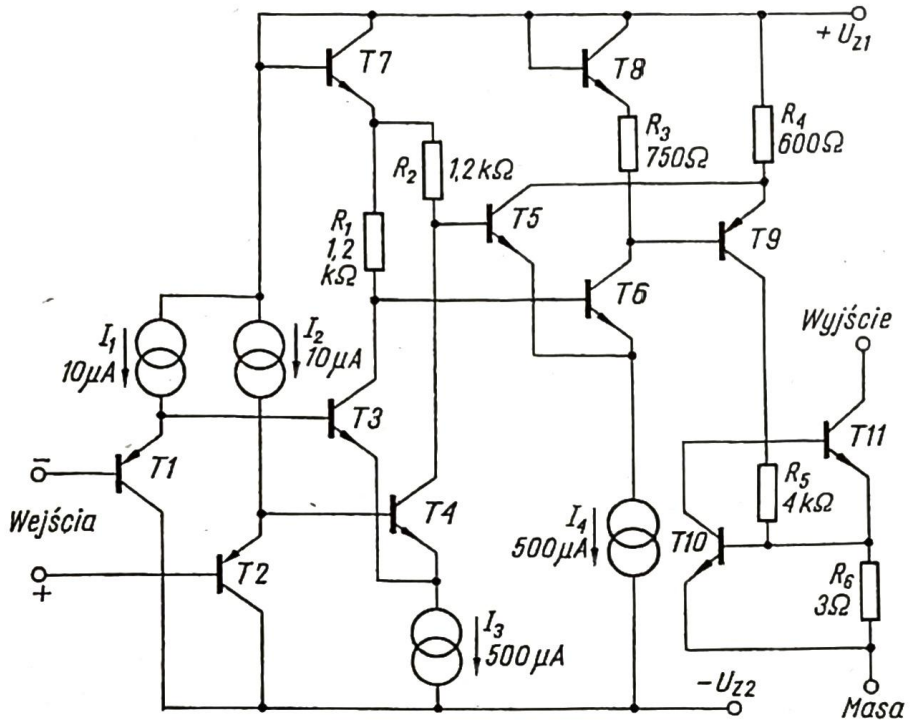
Komparator μA 760 ma wejściowe napięcie niezrównoważenia 1 mV przy temperaturze 25°C, a wejściowy prąd niezrównoważenia 0,5 μA. Czas odpowiedzi impulsowej wynosi 16 ns. Na rys. 3.15 pokazano wykres odpowiedzi impulsowej komparatora μA 760 przy dodatnim i ujemnym skoku napięcia wyjściowego.

3.4.4
KOMPARATOR LM 111 FIRMY NATIONAL SEMICONDUCTOR

Komparator LM 111 opracowany przez firmę National Semiconductor należy do grupy komparatorów dokładnych, a niezbyt szybkich. Jest produkowany przez wiele firm, m.in. przez Fairchild i Motorolę, a w Europie przez Sescosem pod nazwą SFC 2111.

Uproszczony schemat ideowy komparatora LM 111 pokazano na rys. 3.16. Tranzystory *T1* i *T2* są stopniami buforowymi, pozwalającymi na uzyskanie mniejszych prądów polaryzujących komparatora bez pogorszenia jego szybkości. Napięcie przebicia baza-emiter tych tranzystorów wynosi ok. 70 V, dzięki czemu komparator charakteryzuje się dużym dopuszczalnym napięciem różnicowym. Kolektory tranzystorów *T1* i *T2* sterują wzmacniacz różnicowy *T3*, *T4*. Następny stopień wzmacniający tworzą tranzystory *T5*, *T6*, z których sygnał jest podawany na tranzystor boczny *T9* sterujący stopień wyjściowy. Źródła prądowe służą do polaryzacji poszczególnych stopni. Tranzystor wyjściowy *T11* jest zabezpieczony za pomocą tranzystora *T10* i rezystora R_6, które ograniczają prąd wyjściowy komparatora. Zarówno końcówka WYJŚCIE, jak i MASA są odizolowane od

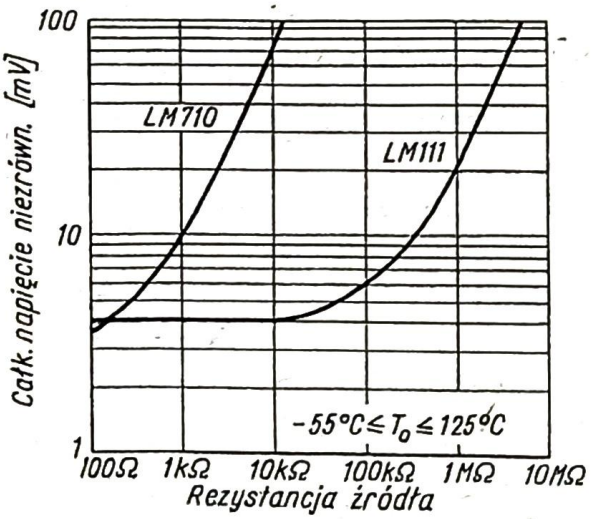
pozostałych punktów układu i każda z tych końcówek może służyć jako wyjście. Końcówkę $-U_{Z2}$ można połączyć z masą i zasilać układ tylko napięciem dodatnim. Komparator może pracować przy różnych wartościach napięć zasilających, aby tylko potencjał końcówki MASA znajdował się między wartościami $-U_{Z2}$ i $+U_{Z1}$. Końcówka wyjściowa może być połączona przez rezystor obcią-



3.16. Uproszczony schemat ideowy komparatora LM 111 firmy National Semiconductor

żenia z dodatnim napięciem zasilającym lub nawet z napięciem wyższym od $+U_{Z1}$, lecz nie przekraczającym napięcia przebicia tranzystora *T11*. Takie rozwiązanie stopnia wyjściowego umożliwia stosowanie komparatora LM 111 do przełączania prądów o natężeniu 50 mA przy napięciu 50 V (np. w przekaźnikach).

Zasadniczą zaletą komparatora LM 111 są bardzo małe wejściowe prądy polaryzujące oraz niewielki wyjściowy prąd niezrównoważenia. Na rys. 3.17 pokazano zależność całkowitego napięcia niezrównoważenia U_{os} od rezystancji



3.17. Porównanie wykresów całkowitego napięcia niezrównoważenia w funkcji rezystancji źródła w komparatorach LM 111 oraz LM 710

źródła sygnału w komparatorze LM 111 oraz, dla porównania, w komparatorze LM 710 (firmowa nazwa komparatora μA 710 produkowanego przez National Semiconductor). Całkowite napięcie niezrównoważenia U'_{os} pokazane na wy-

kresie jest sumą wejściowego napięcia niezrównoważenia U_{os} i spadku napięcia na rezystancji źródła wywoływanego przez prąd niezrównoważenia I_{os}:

$$U'_{os} = U_{os} + R_s I_{os}$$

PARAMETRY KOMPARATORA LM 111 ZASILANEGO NAPIĘCIEM +5 V — Tablica 3.1

Parametr		Wartość minimalna	Wartość typowa	Wartość maksymalna
Wejściowe napięcie niezrównoważenia	mV		0,7	3
Wejściowy prąd niezrównoważenia	nA		4	10
Wejściowy prąd polaryzujący	nA		60	100
Wzmocnienie napięciowe	V/V		100 000	
Czas odpowiedzi impulsowej	ns		200	
Zakres napięcia wejściowego (common mode range)	V	0,3		3,8
Maksymalny skok napięcia wyjściowego	V			50
Maksymalny prąd wyjściowy	mA			50
Obciążalność wyjściowa N bramkami TTL/DTL				8
Pobór prądu	mA		3	5

Pomiary wykonano przy jednakowych rezystancjach źródeł na obu wejściach komparatora. Jak wynika z wykresu, silny wzrost całkowitego napięcia niezrównoważenia w komparatorze LM 710 następuje przy rezystancji źródła 200 Ω, zaś w LM 111 — dopiero przy 30 kΩ.

Inną zaletą komparatora LM 111 w stosunku do starszych typów komparatorów jest duże dopuszczalne wejściowe napięcie różnicowe, wynoszące ±30 V, podczas gdy w μA 710 wynosi ono tylko ±5 V. Obciążalność wyjściowa jest w LM 111 równa $N = 8$ (zaś w μA 710: $N = 1$). Niewątpliwą wadą komparatora LM 111 jest długi czas odpowiedzi, równy 200 ns.

Komparator LM 111, jak już powiedziano, może pracować nie tylko z zasilaniem symetrycznym, lecz także niesymetrycznym — tylko napięciem dodat-

PORÓWNANIE PARAMETRÓW KOMPARATORA LM 111 ZASILANEGO NAPIĘCIAMI ±15 V Z PARAMETRAMI LM 106 i LM 710 — Tablica 3.2

Parametr		LM 111	LM 106	LM 710
Wejściowe napięcie niezrównoważenia	mV	4	3	3
Wejściowy prąd niezrównoważenia	μA	0,02	7	7
Wejściowy prąd polaryzujący	μA	0,15	45	45
Dopuszczalne napięcie wejściowe	V	±14	±5	±5
Maksymalne różnicowe napięcie wejściowe	V	±30	±5	±5
Wzmocnienie napięciowe ($T_o = 25°C$)	V/V	200 000	40 000	1 700
Czas odpowiedzi impulsowej ($T_o = 25°C$)	ns	200	40	40
Obciążalność wyjściowa N bramkami TTL lub DTL		8	16	1
Pobór mocy	mW	80	145	160

Uwaga: W tablicy podano najmniej korzystne wartości parametrów, wybrane w zakresie temperatury od −55°C do +125°C.

ZESTAWIENIE PARAMETRÓW NAJCZĘŚCIEJ STOSOWANYCH MONOLITYCZNYCH KOMPARATORÓW NAPIĘCIA

Tablica 3.3

Lp.	Typ komparatora / Producent / Parametr (T_o = 25°C)	μA 710	μA 710B	μA 710C	μA 711	μA 711 C	μA 734 (734312)	μA 734 (734393)	μA 760 (760312)	μA 760 (760393)	LM 106
		Fairchild (szybki)	Fairchild (szybki)	Fairchild (szybki)	Fairchild (podwójny)	Fairchild (podwójny)	Fairchild (dokładny)	Fairchild (dokładny)	Fairchild (b. szybki)	Fairchild (b. szybki)	National Semiconductor
1	Zakres temperatury pracy °C	−55 do +125	−55 do +125	0 do +70	−55 do +125	0 do +70	−55 do +125	0 do 70	−55 do +125	0 do 70	−55 do +125
2	Wejściowe napięcie niezrównoważenia — maks. mV	2	5	5	4,5	5	4	7,5	6	6	0,5 (typ.)
3	Współczynnik cieplny wejść. napięcia niezrówn. typ. μV/°C	3,5	5	5	5	5	2,5	3,5	3	3	5
4	Wejściowy prąd niezrównoważenia — maks. μA	3	5	5	20	25	0,02	0,045	7,5	7,5	1,5 (typ)
5	Wejściowy prąd polaryzujący — maks. μA	45	40	40	150	150	0,15	0,15	60	60	10 (typ)
6	Wzmocnienie napięciowe — min.	1000	1000	1000	500	500	25 000	25 000	5000	5000	40 000 (typ).
7	Czas odpowiedzi — typ. ns	40	40	40	40	40	200	200	16	16	40
8	Dopuszczalne napięcie wejściowe V	±7	±7	±7	±7	±7	±10	±10	±4	±4	±7
9	Dopuszczalne różnicowe napięcie wejściowe V	±5	±5	±5	±5	±5	±10	±10	±5	±5	±5
10	Zasilane — typ. V	+12 −6	+12 −6	+12 −6	+12 −6	+12 −6	±15	±15	±4,5 do ±6,5	±4,5 do ±6,5	±15
11	Napięcie wyjściowe V	−0,5 +3,2	−0,5 +3,2	−0,5 +3,2	−0,5 +3,2	−0,5 +3,2	0 do+8	0 do +8	0 do +3	0 do +3	0 do +24
12	Obciążalność wyjściowa *N* bramkami TTL	1	1	1	1	1	2	2	2	2	10
13	Wejście strobujące	−	−	−	+	+	−	−	−	−	+
14	Obudowy	TO-99 płaska	płaska	TO-99 TO-116	TO-5	TO-100	TO-116	TO-116	TO-99 TO-116	TO-99 TO-116	TO-5 płaska

cd. tabl. 3.3

	LM 206	LM 306	LM 111	LM 211	LM 311	SE 526A	SE 527	SE 529	8001 M	MC 1514	MC 1414	MC 1650	Am 685	CMP-02
	National Semiconductor	National Semiconductor	National Semiconductor (dokładny)	National Semiconductor (dokładny)	National Semiconductor (dokładny)	Signetics (szybki)	Signetics (szybki)	Signetics (szybki)	Intersil (dokładny)	Motorola (podwójny)	Motorola (podwójny)	Motorola (b. szybki podwójny)	Advanced Micro Devices (b. szybki)	Precision Monolithics (b. dokładny)
1	−25 do +85	0 do +70	−55 do +125	−25 do +85	0 do +70	−55 do +125	−55 do +125	−55 do +125	−55 do +125	−55 do +125	0 do +70			
2	0,5 (typ.)	1,6 (typ.)	3	3	7,5	5	4	4	3	2	5	5	2	0,8
3	5	5	ok. ±5	ok. ±5	ok. ±5				2	3	5		10	1
4	1,5 (typ.)	1,5 (typ.)	0,01	0,01	0,05	5	0,5	3	0,02	3	5		2	0,003
5	10 (typ.)	16 (typ.)	0,1	0,1	0,25	35	2	12	0,1	20	25			
6	40 000 (typ.)	40 000 (typ.)	200 000 (typ.)	200 000 (typ.)	200 000 (typ.)				90 dB	1250	1000			
7	40	40	200	200	200	30	15	11	250	30	30	3,5	7,5	160
8	±7	±7	±15	±15	±15	±5			±18	±7	±7	−2,5 do 3		
9	±5	±5	±30	±30	±30	±5			±15	±5	±5	±5		
10	±15	±15	±15	±15	±15	±6			±18					
11	0 do +24	0 do +24	patrz opis	patrz opis	patrz opis	0,6 V 3,5 V			−0,2 +9	−0,5 +3,2	−0,5 +3,2	−0,75 −1,55		
12	10	10	8	8	8	10								
13	+	+	+	+	+	+	+	+	−	+	+	+		
14	TO-5	TO-5	TO-5 TO-116	TO-5 TO-116	TO-5 TO-116	TO-116 TO-91			TO-100					

nim lub ujemnym, np. +5 V używanym do zasilania bramek TTL i DTL lub napięciem ujemnym stosowanym w układach logicznych MOS. W tablicy 3.1 zestawiono (wg danych National Semiconductor) parametry komparatora LM 111 zasilanego napięciem +5 V, w temperaturze +25°C. W tablicy 3.2 przytoczono parametry omawianego komparatora zasilanego symetrycznie ±15 V oraz dla porównania parametry komparatorów LM 106 i LM 710. W tablicy podano wartości najmniej korzystne wybrane w zakresie temperatury od −55°C do +125°C [3.6].

ZESTAWIENIE NAZW WAŻNIEJSZYCH ODPOWIEDNIKÓW KOMPARATORÓW NAPIĘCIA PRODUKOWANYCH PRZEZ RÓŻNE FIRMY — Tablica 3.4

Producent / Komparator	Fairchild	National Semiconductor	Motorola	Texas Instr.	Signetics	Sescosem	SGS
μA 710	x	LM 710	MC 1710	SN 52710	S 5710	SFC 2710M	μA 710
μA 710 C	x	LM 710 C	MC 1710 C	SN 72710	N 5710	SFC 2710 C	μA 710C
μA 711	x	LM 711	MC 1711	SN 52711	S 5711	SFC 2711 M	μA 711
μA 711 C	x	LM 711 C	MC 1711 C	SN 72711	N 5711	SFC 2711 C	μA 711C
LM 106		x				SFC 2106	
LM 306		x				SFC 2306	
LM 111		x				SFC 2111 M	
LM 211		x				SFC 2211	
LM 311		x				SFC 2311	
MC 1514		LM 1514	x				
MC 1414		LM 1414	x				

X — pierwszy producent

3.5
ZESTAWIENIE TYPÓW I PARAMETRÓW MONOLITYCZNYCH KOMPARATORÓW NAPIĘCIA

Nie jest możliwe podanie pełnego zestawienia produkowanych obecnie komparatorów napięcia, zarówno ze względu na dużą ich liczbę, jak i brak niektórych danych. Opracowując zestawienia wybrano komparatory najczęściej stosowane, najłatwiej dostępne w kraju oraz niektóre — wprawdzie jeszcze trudno dostępne i bardzo drogie — lecz charakteryzujące się wybitnie dobrymi parametrami i wyznaczające kierunek rozwoju komparatorów monolitycznych. W tym ostatnim przypadku autorzy nie zawsze dysponowali pełnym zestawem parametrów i musiano się ograniczyć do podania niektórych tylko właściwości.

Tablica 3.3 zawiera zestawienie parametrów komparatorów pod ich pierwotnymi, oryginalnymi nazwami i z podaniem firmy, która pierwsza opracowała dany komparator. W tablicy 3.4 zestawiono najważniejsze odpowiedniki komparatorów z tablicy 3.3 produkowane przez różne firmy na licencjach, uwzględniając jak najszerzej producentów europejskich. Po znalezieniu oryginalnej nazwy komparatora w tablicy 3.4 należy szukać jego parametrów pod tą nazwą w tablicy 3.3.

LITERATURA

3.1. *Eimbinder J.*: Applications considerations for linear integrated circuits; Wiley - Interscience (1970).
3.2. The application of linear microcircuits; SGS, vol. 1 and 2 (1969).
3.3. Linear integrated circuits (1971), Sescosem.
3.4. *Rostky G.*: Focus on linear IC's; Electronic Design, vol. 19, nr 21, p. 53 (1971).
3.5. *Elphick M.*: Focus on comparator IC's; Electronic Design, vol. 20, nr 22 (1972).
3.6. Precision IC comparator runs from 5 V logic supply; National Semiconductor, Application Note AN-41 (1970).
3.7. An IC voltage comparator for high impedance circuitry; National Semiconductor LB-12 (1970).
3.8. The operation and use of a fast integrated circuit comparator; Fairchild Semiconductor, Application Note AP-116 (1966).
3.9. *Holtham P.*: The μA 760 — a high speed monolithic voltage comparator; Fairchild Semiconductor, Application Note AP-311 (1972).
3.10. Katalogi oraz materiały informacyjne firmy Fairchild, Sescosem, National Semiconductor, Motorola, Philips, Signetics, Intersil.

4

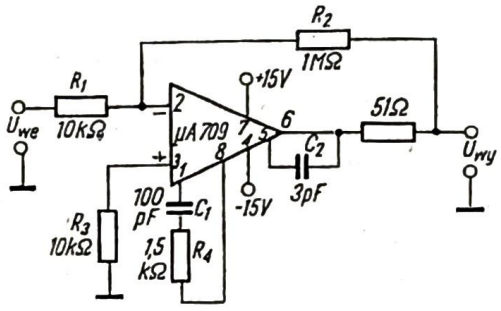
ZASTOSOWANIE WZMACNIACZY OPERACYJNYCH I KOMPARATORÓW

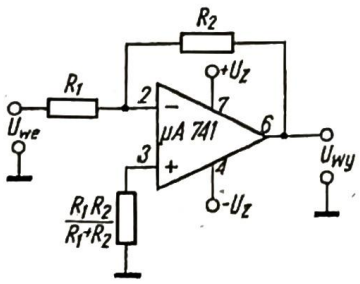
4.1
WZMACNIACZE OPERACYJNE W UKŁADACH LINIOWYCH

Podstawowe układy pracy wzmacniacza operacyjnego zostały ogólnie omówione w rozdziale 2. Dalej zostaną podane konkretne praktyczne przykłady układów liniowych ze wzmacniaczami operacyjnymi, będące najczęściej udoskonaleniem układów podstawowych.

4.1.1
WZMACNIACZE O WEJŚCIU NIESYMETRYCZNYM

Na rys. 4.1 pokazano praktyczne rozwiązanie układu wzmacniacza odwracającego ze wzmacniaczem operacyjnym μA 709 [4.1]. Wzmocnienie tego układu obliczone według wzoru (2.2) wynosi 100 V/V. Rezystancja wyjściowa jest





4.1. Układ wzmacniacza odwracającego ze wzmacniaczem operacyjnym μA 709

4.2. Układ wzmacniacza odwracającego ze wzmacniaczem operacyjnym μA 741

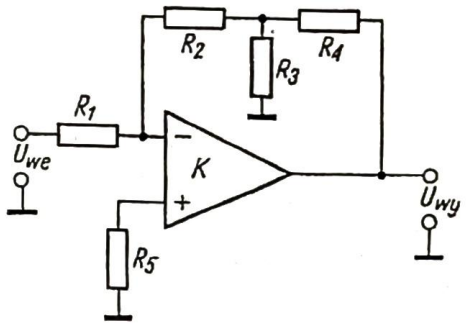
dzięki sprzężeniu zwrotnemu zredukowana do wartości mniejszej od 1 Ω, rezystancja wejściowa zaś jest równa R_1, czyli 10 kΩ. Obwód R_4, C_1 oraz kondensator C_2 są układem kompensacji częstotliwości. Przy zastosowaniu wartości elementów podanych na schemacie szerokość pasma przenoszonego wynosi 0,5 MHz. Mi-

nimalna wartość sygnału wejściowego jest ograniczona wartością szumów i niestabilności cieplnej, a maksymalna wartość zastosowanych rezystorów — wejściowymi prądami polaryzującymi oraz żądaną szerokością pasma.

Wzmacniacz odwracający wykorzystujący układ μA 741 firmy Fairchild lub L 141 firmy SGS (rys. 4.2) jest prostszy od poprzedniego, gdyż nie wymaga zewnętrznej kompensacji częstotliwości [4.1]. Poniżej zestawiono typowe wartości elementów tego wzmacniacza dobrane dla różnych wartości wzmocnienia i szerokości pasma.

Wzmocnienie	1 V/V	10 V/V	100 V/V	1000 V/V
R_1	10 kΩ	1 kΩ	1 kΩ	100 Ω
R_2	10 kΩ	10 kΩ	100 kΩ	100 kΩ
Szerokość pasma	1 MHz	100 kHz	10 kHz	1 kHz
Rezystancja wejściowa	10 kΩ	1 kΩ	1 kΩ	100 Ω

Na wejściach wzmacniacza operacyjnego pracującego w konfiguracji wzmacniacza odwracającego nie pojawiają się duże skoki napięcia sygnału. Z tego względu jest to najbardziej odpowiednia konfiguracja do tych zastosowań, gdzie wymagane są duże dokładności i małe zniekształcenia. Wadą tego układu jest trudność jednoczesnego uzyskania dużej rezystancji wejściowej i dużego wzmocnienia — co wynika z faktu, że rezystancja wejściowa jest równa R_1, a wzmocnienie z zamkniętą pętlą jest odwrotnie proporcjonalne do R_1. W celu osiągnięcia dość dużej rezystancji wejściowej, a jednocześnie dużego wzmocnie-



4.3. Wzmacniacz odwracający o dużym wzmocnieniu i dość dużej rezystancji wejściowej

nia, można stosować wzmacniacz odwracający pokazany na rys. 4.3 [4.2]. W tym układzie, podobnie jak w innych układach odwracających, rezystancja wejściowa jest równa R_1, wzmocnienie zaś z zamkniętą pętlą wynosi:

$$K_S = -\frac{R_2}{R_1}\left[1+R_4\left(\frac{1}{R_3}+\frac{1}{R_2}\right)\right]$$

Jeśli przyjąć $R_3 \ll R_2$, to

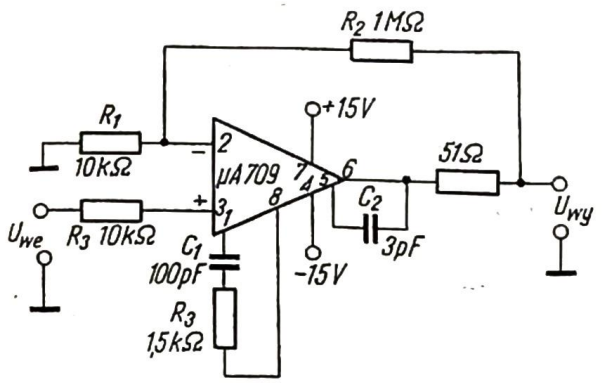
$$K_S = -\frac{R_2}{R_1}\left(1+\frac{R_4}{R_3}\right)$$

Konfiguracja wzmacniacza nieodwracającego jest szczególnie odpowiednia do tych zastosowań, w których wymagana jest duża rezystancja wejściowa. Na rys. 4.4 pokazano wzmacniacz nieodwracający z układem μA 709 [4.1]. Wzmocnienie obliczone według wzoru (2.12) wynosi 101 V/V. Impedancja wyjściowa jest

dzięki sprzężeniu zwrotnemu zredukowana do wartości kilkuset miliomów, zaś impedancja wejściowa jest duża i wynosi w przybliżeniu:

$$Z_{weS} = \frac{1}{Y_d}\left(\frac{R_1}{R_2 + R_2} \cdot K\right)$$

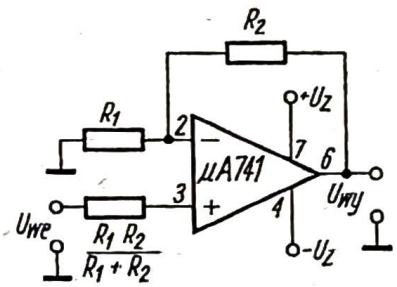
gdzie Y_d — admitancja wejściowa różnicowa (tzn. mierzona między wejściami wzmacniacza różnicowego z otwartą pętlą), równa 2,5 μS, K zaś — wzmocnie-

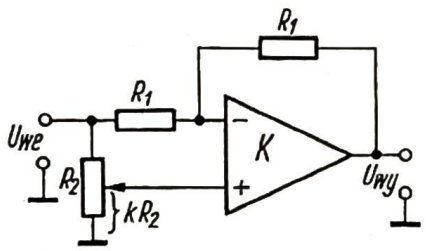


4.4. Układ wzmacniacza nieodwracającego ze wzmacniaczem operacyjnym μA 709

nie z otwartą pętlą, równe $45 \cdot 10^3$ V/V. Rezystor R_3 jest dobrany zgodnie ze wzorem (2.37), a wartości elementów układu kompensacji częstotliwości zapewniają stabilność wzmacniacza.

Wzmacniacz nieodwracający z układem μA 741 (lub L 141) przedstawiono na rys. 4.5 [4.1]. Rezystancja mierzona między jednym z wejść a masą wynosi w tym wzmacniaczu 400 MΩ, a więc przy wejściach zwartych 200 MΩ. Poniżej





4.5. Układ wzmacniacza nieodwracającego ze wzmacniaczem operacyjnym μA 741

4.6. Układ wzmacniacza o wzmocnieniu regulowanym od +1 do −1

zestawiono typowe wartości elementów dobranych dla różnych wzmocnień i szerokości pasma. Przy wzmocnieniu 1 V/V układ pracuje jako wtórnik napięciowy i rezystancja wejściowa jest wówczas równa rezystancji mierzonej między jednym z wejść i masą — tzn. 400 MΩ.

Wzmocnienie	1 V/V	10 V/V	100 V/V	1000 V/V
R_1	∞	1 kΩ	100 Ω	100 Ω
R_2	0	9 kΩ	9,9 kΩ	100 kΩ
Szerokość pasma	1 MHz	100 kHz	10 kHz	1 kHz
Rezystancja wejściowa	400 MΩ	400 MΩ	280 MΩ	80 MΩ

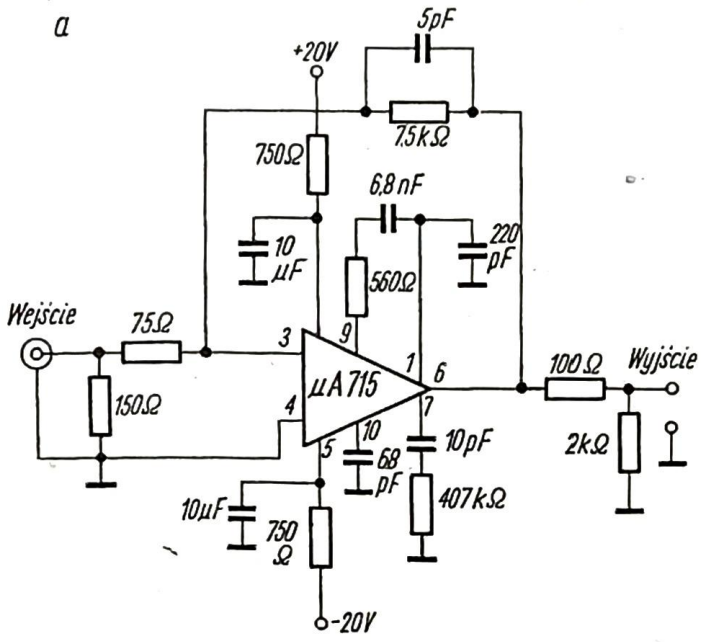
W przypadku gdy konieczna jest regulacja wzmocnienia od wartości ujemnych do dodatnich, można zastosować układ pokazany na rys. 4.6 [4.2]. Przyj-

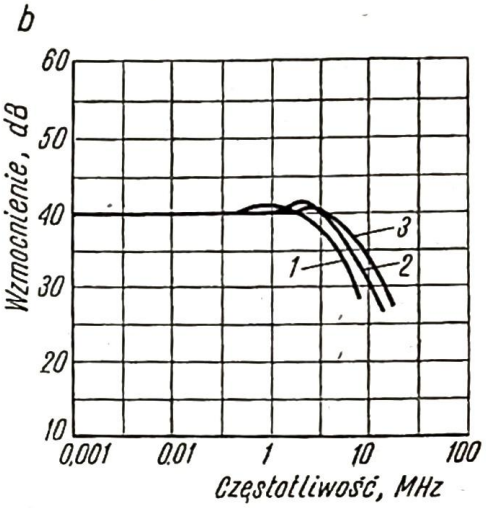
mując, że wartość rezystancji między stykiem ruchomym potencjometru a masą wynosi kR_2, można obliczyć, że wzmocnienie układu jest równe:

$$K_S = 2k - 1$$

a więc można regulować wzmocnienie w zakresie od +1 do −1 V/V.

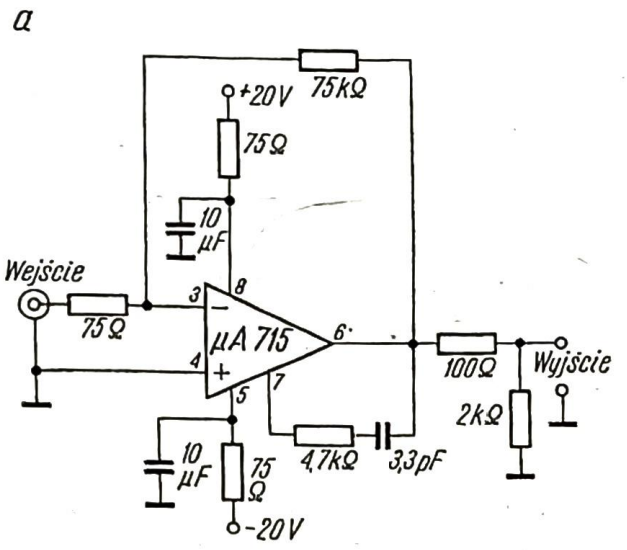
Na rys. 4.7, 4.8 i 4.9 pokazano 3 układy wzmacniające, w których zastosowano wzmacniacz operacyjny μA 715 firmy Fairchild [4.7]. Układ przedsta-

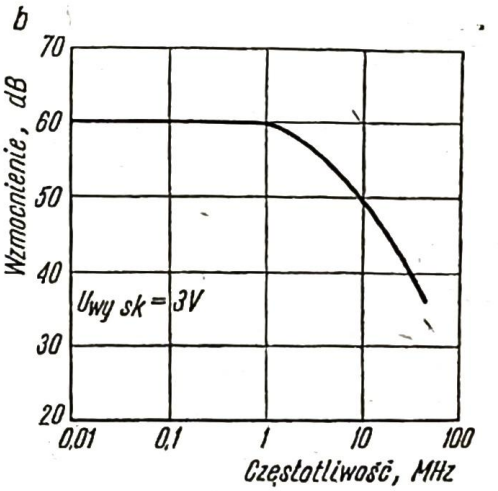




4.7. Wzmacniacz o wzmocnieniu 40 dB i impedancji wejściowej 50 Ω

a — schemat,
b — charakterystyka wzmocnienia w funkcji częstotliwości przy różnych wartościach skutecznych napięcia wyjściowego
(*1* — $U_{wy\,sk}$ = 6 V; *2* — $U_{wy\,sk}$ = 3 V; *3* — $U_{wy\,sk}$ = 1 V)



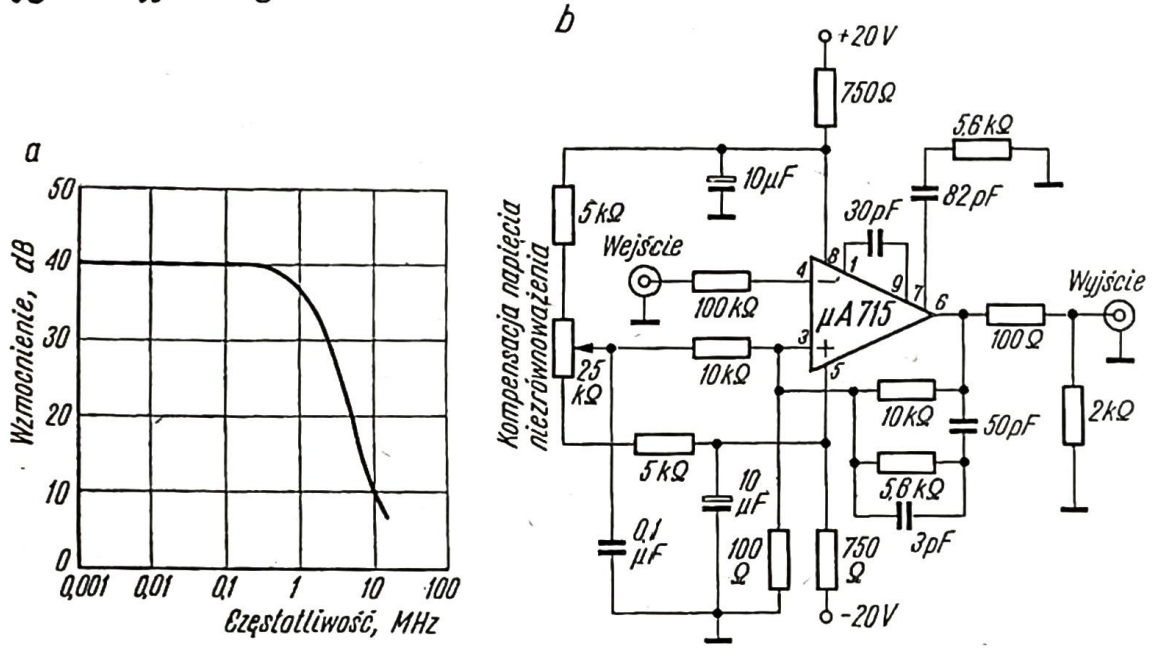


4.8. Wzmacniacz odwracający o wzmocnieniu 60 dB i impedancji wejściowej 75 Ω

a — schemat,
b — charakterystyka wzmocnienia w funkcji częstotliwości

wiony na rys. 4.7a ma wzmocnienie 40 dB, rezystancję wejściową 50 Ω i szeroki zakres napięcia wyjściowego. Przebieg charakterystyki $K_S(f)$ tego wzmacniacza pokazanej na rys. 4.7b zależy od wartości skutecznej napięcia wyjściowego.

Ograniczenie wzmocnienia przy dużych częstotliwościach i dużych sygnałach wynika z wartości maksymalnego skoku napięcia wyjściowego, a nie z granicznej częstotliwości wzmacniacza z otwartą pętlą, która dotyczy małych sygnałów i wynosi we wzmacniaczu μA 715 65 MHz (dla spadku wzmocnienia do 1). Stosunek sygnału do szumu w omawianym układzie wynosi 63 dB przy amplitudzie sygnału wyjściowego 10 V.



a — charakterystyka wzmocnienia w funkcji częstotliwości,
b — schemat ideowy

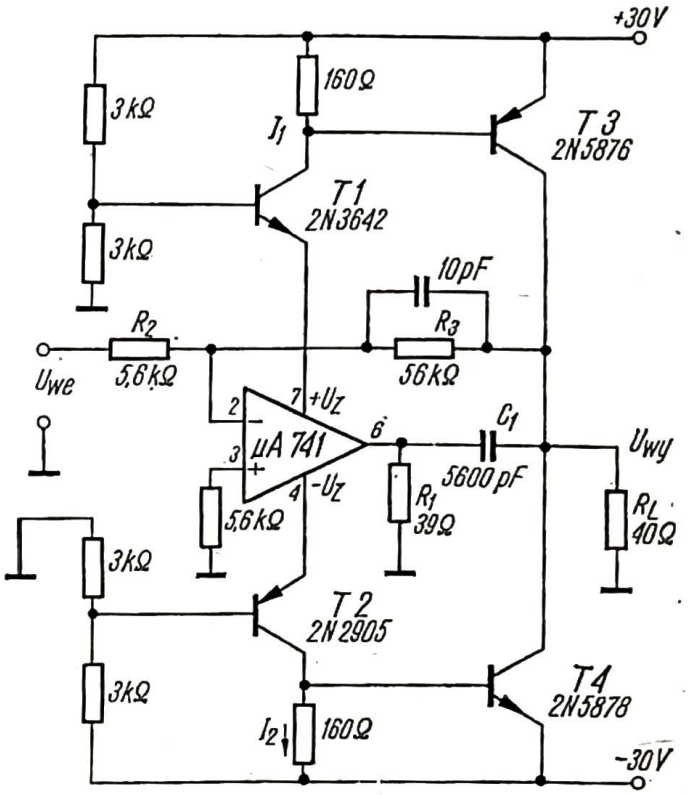
4.9. Wzmacniacz o dużej impedancji wejściowej i wzmocnieniu 40 dB

Wzmacniacz pokazany na rys. 4.8 ma wzmocnienie większe niż układ poprzedni. Wynosi ono 60 dB i jest osiągnięte kosztem szerokości pasma, wynoszącej około 1 MHz. Rezystancja wejściowa układu jest równa 75 Ω. Wartość skuteczna napięcia szumów na wyjściu wynosi 7 mV przy wartości skutecznej sygnału 3 V.

Układ, którego schemat przedstawiono na rys. 4.9b, charakteryzuje się wzmocnieniem 40 dB i dużą impedancją wejściową dla sygnałów stałoprądowych i wolnozmiennych. Impedancja wejściowa maleje ze wzrostem częstotliwości w związku z istnieniem pojemności wejściowej wzmacniacza μA 715. Szerokość pasma częstotliwości jest z tego względu ograniczona do 500 kHz przy riezystancj źródła 100 kΩ. Układ ma kompensację wejściowego napięcia niezrównoważenia. Jest ona konieczna ze względu na dużą rezystancję wejściową i duży spadek napięcia wytwarzany przez prąd polaryzujący na tej rezystancji.

W niektórych zastosowaniach powstaje konieczność zwiększenia mocy wyjściowej i dopuszczalnej amplitudy napięcia wyjściowego wzmacniacza operacyjnego. Na rys. 4.10 pokazano układ wzmacniacza o mocy wyjściowej 22 W i dopuszczalnej amplitudzie napięcia na wyjściu równej 60 V [4.11]. W układzie zastosowano wzmacniacz μA 741, rozszerzając jego możliwości za pomocą 4 dodatkowych tranzystorów. Wzmocnienie napięciowe tego układu wynosi 10 V/V, a charakterystyka $K_s(f)$ jest płaska w zakresie częstotliwości od 0 do 30 kHz. Dopuszczalna różnica napięć między końcówkami zasilającymi μA 741 jest równa

38 V. Tranzystory *T1* i *T2* chronią wzmacniacz przed przekroczeniem tej wartości. Bazy tych tranzystorów są spolaryzowane dzielnikami oporowymi i napięcia na nich, a także na emiterach, wynoszą ok. 15 V. Dzięki temu napięcie między końcówkami zasilającymi nie przekracza nigdy 30 V. Tranzystory *T3* i *T4* tworzą



4.10. Wzmacniacz o mocy wyjściowej 22 W

wyjściowy stopień mocy sterowany spadkami napięć, jakie dają prądy I_1 i I_2 na rezystorach kolektorowych *T1* i *T2*. Kondensator C_1 poprawia stabilność układu.

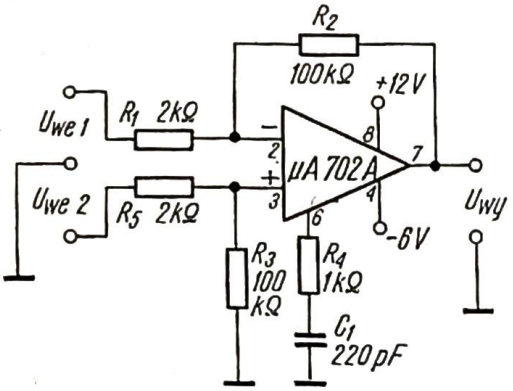
Stosunek rezystorów R_3 i R_2 określa wzmocnienie napięciowe układu. Błąd liniowości wzmacniacza nie przekracza 0,4% w zakresie napięcia wyjściowego od +29,8 V do −29,8 V, pod warunkiem, że wejściowe napięcie niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego jest skompensowane i rezystory R_3 i R_2 mają tolerancję ±0,25%. W układzie można uzyskać amplitudę napięcia wyjściowego większą niż 60 V stosując większe napięcia zasilające i tranzystory o większych dopuszczalnych napięciach baza-kolektor.

4.1.2
WZMACNIACZE RÓŻNICOWE

Stosując jeden lub kilka wzmacniaczy operacyjnych można łatwo zbudować układ wzmacniający różnicę dwóch sygnałów napięciowych, czyli wzmacniacz różnicowy. Takie wzmacniacze są stosowane np. do wzmacniania napięcia termopar i innych czujników zamieniających wielkości nieelektryczne na elektryczne, a także do wzmacniania sygnału niezrównoważenia w mostkach.

Podstawowy układ wzmacniacza różnicowego został omówiony w p. 2.4.8 i pokazany na rys. 2.9. Przykład praktycznego rozwiązania tego układu przed-

stawia rys. 4.11 [4.1]. Wzmocnienie układu zgodnie ze wzorem (2.14) wynosi 50 V/V. Stosunki rezystorów R_2/R_1 i R_3/R_5 muszą być bardzo dokładnie dobrane. Dokładność tego doboru wpływa decydująco na współczynnik tłumienia sygnału nieróżnicowego całego układu. Duży współczynnik tłumienia sygnału nieróżnicowego jest we wzmacniaczach tego typu niezbędny, gdyż zapewnia



4.11. Układ wzmacniacza różnicowego ze wzmacniaczem operacyjnym μA 702 A

niezależność sygnału wyjściowego od stałego poziomu napięć wejściowych (np. stały poziom napięcia z mostka). Przy dużym współczynniku tłumienia można przyjąć, że napięcie wyjściowe zależy tylko od różnicy napięć wejściowych, a nie od ich stałego poziomu. Współczynnik sygnału nieróżnicowego S omawianego układu można obliczyć ze wzoru [4.1]:

$$\frac{1}{S} = \frac{1}{H} + \frac{1}{\mathrm{WTSN}} \tag{4.1}$$

gdzie WTSN — współczynnik tłumienia sygnału nieróżnicowego samego wzmacniacza operacyjnego, a współczynnik H zależy od doboru rezystorów i wynosi:

$$H = \frac{R_1+R_2}{R_1} \cdot \frac{2}{\dfrac{(R_1-R_5)}{R_5} - \dfrac{(R_2-R_3)}{R_3}} \tag{4.2}$$

Według wskazówek firmy SGS rezystory powinny mieć tolerancję 0,5%.

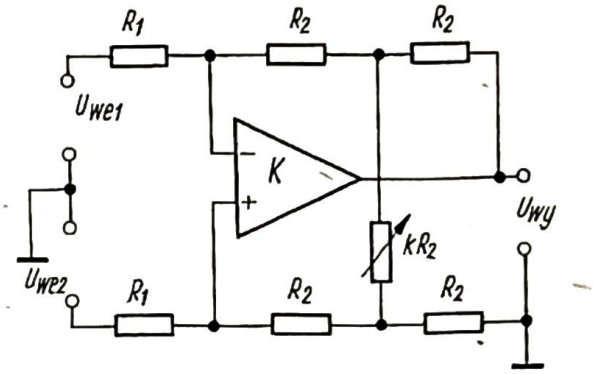
Wadą omówionego powyżej prostego wzmacniacza różnicowego jest niezbyt duża rezystancja wejściowa, równa w przytoczonym układzie 2 kΩ na każdym wejściu. Uzyskanie dużych wartości rezystancji wejściowych jest trudne ze względu na spadki napięcia dawane przez wejściowe prądy polaryzujące na rezystorach R_1 i R_5 wywołujące dodatkowe napięcie niezrównoważenia. Drugą wadą układu jest trudność regulacji wzmocnienia, która wymaga jednoczesnej zmiany dwóch stosunków rezystancji.

Na rys. 4.12 pokazano układ wzmacniacza różnicowego [4.3], w którym regulacja wzmocnienia odbywa się za pomocą jednego potencjometru, przy czym regulacja wzmocnienia nie wpływa na wartość współczynnika tłumienia sygnału wspólnego. Wzmocnienie tego wzmacniacza wynosi:

$$K_S = \frac{U_{wy}}{U_{we2}-U_{we1}} = 2\left(1+\frac{1}{k}\right)\frac{R_2}{R_1}$$

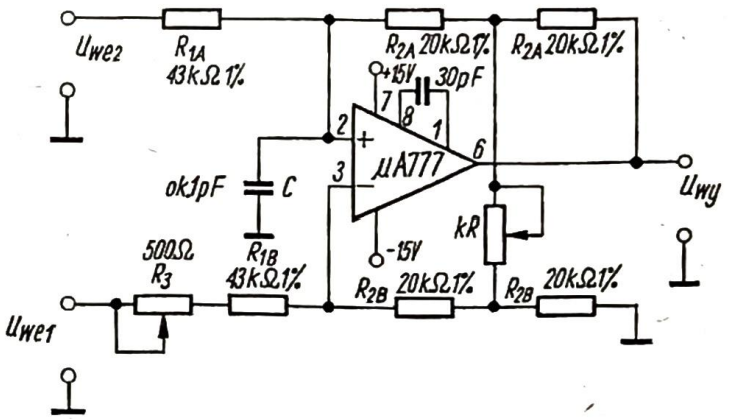
W układzie wymagane jest dobranie czterech jednakowych rezystorów o wartości R_2 i dwóch — o wartości R_1. Wzmocnienie jest nieliniową funkcją rezy-

stancji potencjometru — można uzyskać przybliżoną liniowość w wąskim zakresie. Rezystancja wejściowa jest nieduża z tych samych przyczyn, które występowały w poprzednim układzie.



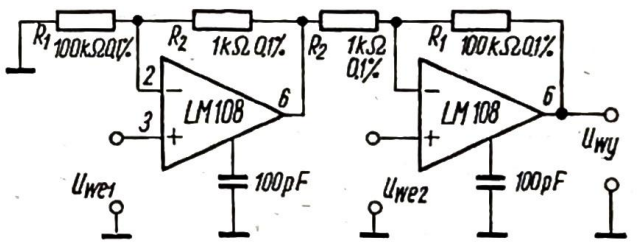
4.12. Wzmacniacz różnicowy z prostą regulacją wzmocnienia

Praktyczne rozwiązanie omawianego układu podane przez firmę Fairchild [4.4] i zawierające wzmacniacz μA 777 tej firmy pokazano na rys. 4.13. Szczególnie ważne znaczenie ma w tym układzie dobór jednakowych wartości rezystorów R_{1A} i R_{1B} (zsumowanych z odpowiednimi rezystancjami wewnętrznymi



4.13. Wzmacniacz różnicowy z regulacją wzmocnienia zawierający układ μA 777

źródeł sygnału). Dodanie potencjometru R_3 o wartości 500 Ω dopomaga w symetryzacji. Po dodaniu małego trymera C_1 o wartości ok. 1 pF symetryzującego reaktancje w obu gałęziach wejściowych osiąga się współczynnik tłumienia sygnału nieróżnicowego całego układu równy ok. 60 dB.



4.14. Wzmacniacz różnicowy o dużej rezystancji wejściowej

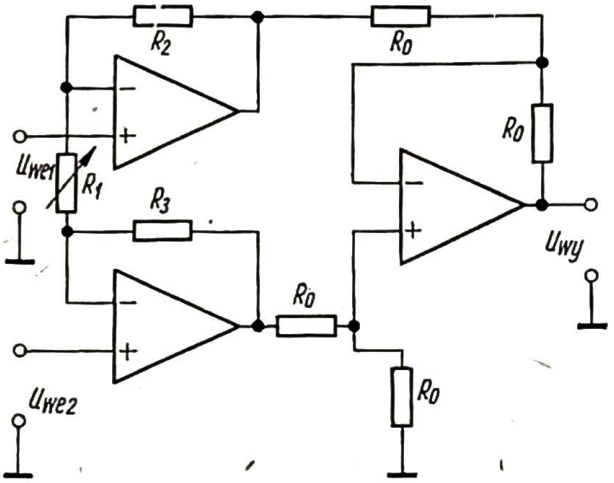
Na rys. 4.14 pokazano wzmacniacz różnicowy o dużej rezystancji wejściowej wymagający zastosowania dwóch wzmacniaczy operacyjnych. W podanym przykładzie zastosowano wzmacniacze LM 108 firmy National Semiconductor [4.5]. Rezystancja wejściowa każdego z wejść jest duża — równa rezystancji nieróżnicowej R_{cm} wzmacniacza operacyjnego. Dobór jednakowach wartości rezystorów

R_2 i R_1 decydująco wpływa na wartość współczynnika tłumienia sygnału nieróżnicowego. Wzmocnienie układu wynosi:

$$K_S = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

Wadą układu jest niemożność ciągłej regulacji wzmocnienia.

Układem lepszym pod wieloma względami od wszystkich omówionych powyżej jest wzmacniacz różnicowy składający się z trzech wzmacniaczy opera-



4.15. Wzmacniacz różnicowy o dużej rezystancji wejściowej i regulowanym wzmocnieniu

cyjnych, pokazany na rys. 4.15. Układ ma dużą rezystancję wejściową i możliwość łatwej regulacji wzmocnienia. Jeśli $R_2 = R_3$, to wzmocnienie jest równe

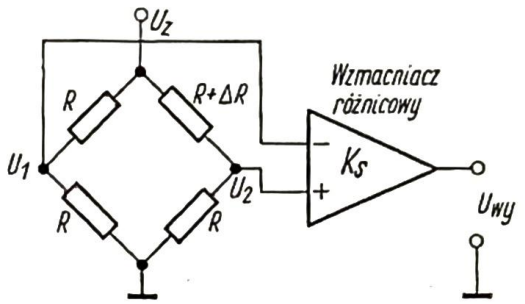
$$K_S = 1 + \frac{2R_2}{R_1}$$

Dwa wzmacniacze wejściowe tworzą stopień buforowy zapewniający pełne wzmocnienie układu i jego regulację za pomocą R_1. Wzmacniacz wyjściowy jest tylko stopniem przejściowym od wejścia symetrycznego do wyjścia niesymetrycznego. Wartości czterech rezystorów R_0 muszą być dokładnie dobrane w celu zapewnienia dobrego tłumienia sygnału nieróżnicowego. Błąd w doborze wartości $R_2 = R_3$ nie wpływa na wartość współczynnika tłumienia sygnału nieróżnicowego — wprowadza tylko błąd wzmocnienia. W celu zmniejszenia całkowitego napięcia niezrównoważenia można stosować niewielkie wartości rezystorów w sprzężeniu zwrotnym w obu stopniach, gdyż w tym układzie nie wpływają one na rezystancję wejściową. Całkowite napięcie niezrównoważenia jest w tym układzie proporcjonalne do różnicy napięć niezrównoważenia wzmacniaczy wejściowych. Z tego względu należy dobierać wzmacniacze o jednakowych współczynnikach cieplnych.

4.1.3
WZMACNIACZE MOSTKOWE

Do najczęściej spotykanych zastosowań wzmacniacza różnicowego należy wykorzystanie go do wzmacniania sygnału niezrównoważenia w układach mostkowych. Do tego celu można stosować jeden z układów wzmacniacza różnicowego

o dużej rezystancji wejściowej, omówionych w p. 4.1.2. Na rys. 4.16 pokazano układ mostkowy współpracujący ze wzmacniaczem różnicowym o wzmocnieniu



4.16. Współpraca wzmacniacza różnicowego z mostkiem rezystorowym

napięciowym K_S (funkcję tego wzmacniacza może pełnić np. układ pokazany na rys. 4.14 lub 4.15). Działanie tego układu można opisać następującymi wzorami:

$$U_2 = U_Z \frac{R}{2R+\Delta R}$$

$$U_1 = \frac{U_Z}{2}$$

$$U_{wy} = K_S(U_2 - U_1) = -\frac{K_S U_Z}{4} \frac{\delta}{1+\delta/2}$$

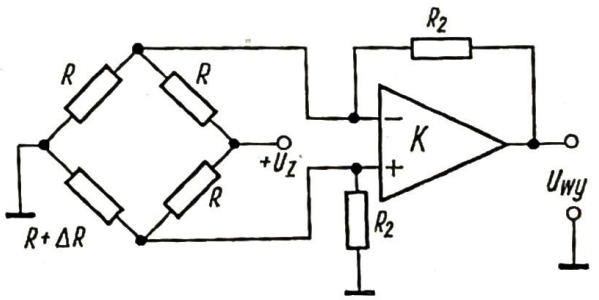
gdzie δ oznacza względne zmiany rezystancji roboczej gałęzi mostka (rezystora mierzonego):

$$\delta = \frac{\Delta R}{R}$$

Zależność napięcia wyjściowego od względnych zmian rezystancji jest nieliniowa. Przy założeniu $\delta \ll 1$ uzyskuje się zależność w przybliżeniu liniową:

$$U_{wy} \approx -K_S U_Z \frac{\delta}{4} \tag{4.3}$$

Stosowanie rozbudowanych układów wzmacniaczy różnicowych do współpracy z mostkiem jest czasem niewygodne. Istnieje kilka prostszych układów wzmacniaczy mostkowych zawierających tylko jeden wzmacniacz operacyjny.



4.17. Mostkowy wzmacniacz prądowy

Jeden z takich układów pokazano na rys. 4.17. Wyjście mostka jest dołączone do wejścia różnicowego wzmacniacza operacyjnego z ujemnym sprzężeniem zwrotnym — na wyjściu mostka jest więc wymuszane napięcie równe zeru i wzmacniacz mierzy prąd wpływający do mostka w warunkach zwarcia. Przy założeniu

małych zmian rezystancji w gałęzi roboczej mostka $\delta \ll 1$ oraz $R_2 \gg R$ uzyskuje się w przybliżeniu liniową zależność napięcia wyjściowego od zmian rezystancji:

$$U_{wy} \approx U_Z \frac{\delta}{2} \cdot \frac{R_2}{R} \tag{4.4}$$

Ponieważ napięcie wyjściowe zależy od rezystancji R, więc w mostku muszą być zastosowane rezystory o dużej stabilności w funkcji temperatury. Błąd napięcia wyjściowego ΔU_{wy} spowodowany napięciem niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego i prądami polaryzującymi można wyrazić według [4.3] wzorem:

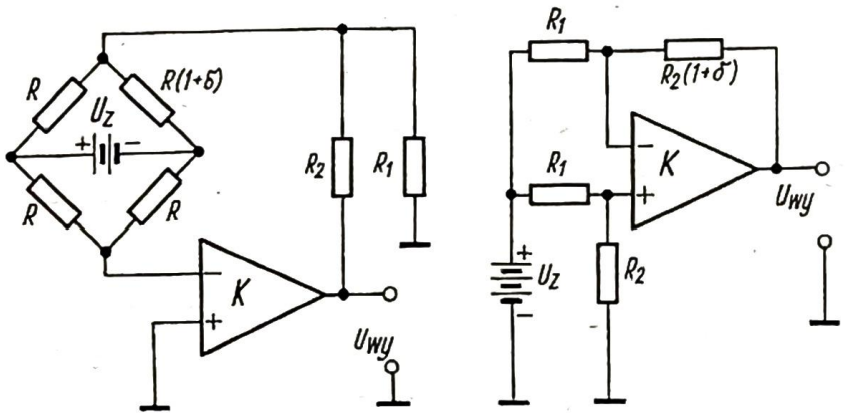
$$\Delta U_{wy} = U_{os} \frac{2R_2 + R}{R} + (I_{B2} - I_{B1}) R_2$$

gdzie:

U_{os} — wejściowe napięcie niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego,

I_{B1}, I_{B2} — wejściowe prądy polaryzujące wzmacniacza operacyjnego.

Wzmacniacz operacyjny stosowany w tym układzie powinien mieć duży współczynnik tłumienia sygnału nieróżnicowego. Główną zaletą układu jest jego prostota.



4.18. Wzmacniacz mostkowy z wejściem niesymetrycznym

4.19. Wzmacniacz mostkowy o szerokim zakresie pomiarowym

Inny układ wzmacniacza mostkowego pokazano na rys. 4.18. Wzmacniacz operacyjny w tym układzie pracuje z wejściem niesymetrycznym, co umożliwia stosowanie np. wzmacniacza z przetwarzaniem. Napięcie wyjściowe tego układu jest równe [4.3]:

$$U_{wy} = U_Z \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{\delta}{4(1 + \delta/2)} \tag{4.5}$$

a przy założeniu: $\delta \ll 1$

$$U_{wy} \approx U_Z \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{\delta}{4}.$$

Inną zaletą omawianego układu jest niezależność napięcia wyjściowego od wartości rezystorów mostka. Wzmocnienie można łatwo regulować zmieniając R_1 lub R_2 za pomocą potencjometru szeregowego. Ten rodzaj wzmacniacza mostkowego charakteryzuje się dużą dokładnością. Jego wadą jest konieczność stosowania baterii zasilającej bez możliwości uziemienia żadnego bieguna. Ponieważ wzmacniacz pracuje z wejściem niesymetrycznym, więc nie daje dobrego tłumienia

sygnału nieróżnicowego. Z tego względu układ wymaga starannego ekranowania i filtracji szumów i zakłóceń. Błąd napięcia wyjściowego spowodowany wejściowym napięciem niezrównoważenia i wejściowymi prądami polaryzującymi wzmacniacza operacyjnego w tym układzie jest równy [4.3]:

$$\Delta U_{wy} = \frac{R_2 + R_1}{R_1}(U_{os} - I_{B1} R) - I_{B1} R_2$$

gdzie:

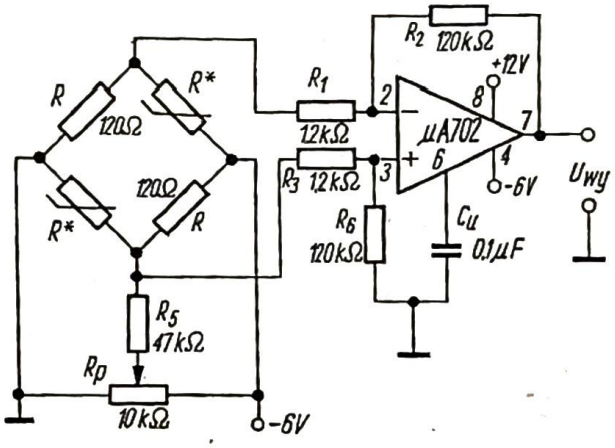
I_{B1} — wejściowy prąd polaryzujący wzmacniacza operacyjnego,

U_{os} — wejściowe napięcie niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego.

Na rys. 4.19 pokazano układ wzmacniacza mostkowego, w którym napięcie wyjściowe jest wprost proporcjonalne do względnych zmian rezystancji gałęzi roboczej mostka nawet przy dużych wartościach tych zmian:

$$U_{wy} = -U_Z \frac{\delta \cdot R}{R_1 + R_2}$$

Układ ten należy stosować w przypadkach, gdy przybliżenie: $\delta \ll 1$ stosowane w poprzednio omawianych układach nie jest słuszne. Wartości elementów mostka trzeba tak dobrać, aby rezystory wejściowe R_1 były równe i wartość rezystora mierzonego znajdującego się w pętli sprzężenia zwrotnego była równa R_2, gdy mostek jest wyzerowany. Kalibracja mostka jest dość trudna, gdyż wymaga doboru dwóch wartości rezystorów.



4.20. Wzmacniacz mostkowy z układem μA 702

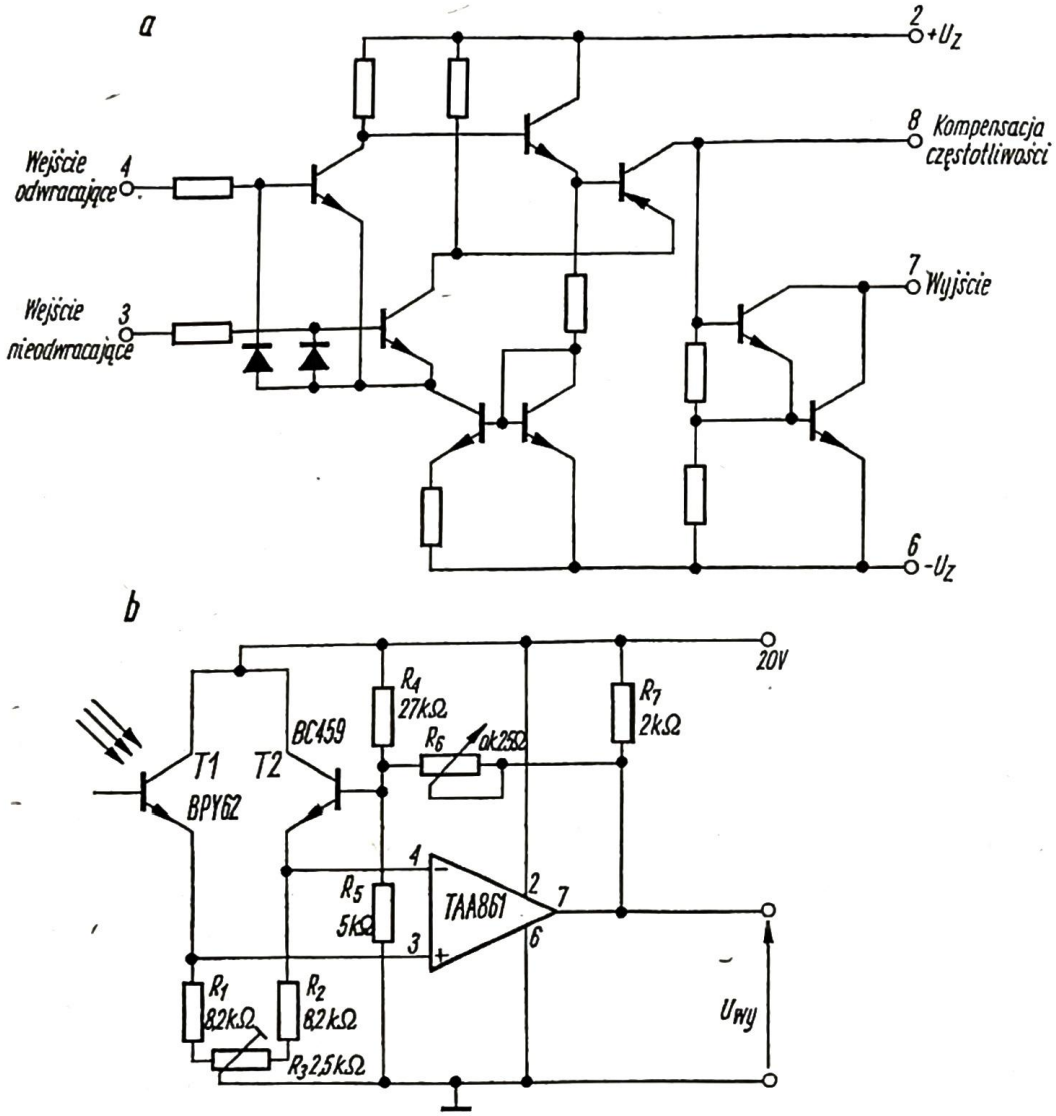
Jako przykład praktycznego rozwiązania wzmacniacza mostkowego pokazano na rys. 4.20 układ ze wzmacniaczem operacyjnym μA 702 firmy SGS [4.1]. Elementy R^* są termistorami, wyjście mostka jest połączone przez rezystory R_1 i R_3 z wejściem wzmacniacza pracującego z ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Wzmocnienie układu jest równe

$$K_S = \frac{R_2}{R_1}$$

przy założeniu, że $R_2 = R_6$ oraz $R_1 = R_3$. Wartości R i R^* powinny być w przybliżeniu równe, a rezystancję R_1 trzeba wybierać znacznie większą od R, aby nie obciążała mostka. Potencjometr R_p służy do zerowania mostka i kompensacji wejściowego napięcia niezrównoważenia wzmacniacza.

Do wzmacniaczy mostkowych można również zaliczyć wzmacniacz fotoelektryczny pokazany na rys. 4.21b. W układzie zastosowano wzmacniacz ope-

racyjny TAA 861 należący do specjalnej ekonomicznej serii wzmacniaczy operacyjnych firmy Siemens: [4.12]. Jego schemat ideowy przedstawiono na rys. 4.21a. Wzmacniacz TAA 861 jest przeznaczony do zasilania napięciem ± 10 V, a wcho-

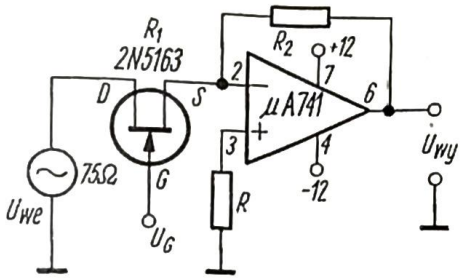


a — schemat ideowy wzmacniacza TAA 861,
b — układ wzmacniacza fotoelektrycznego

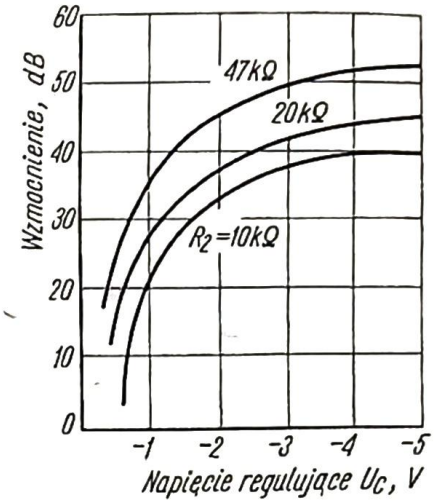
4.21. Wzmacniacz fotoelektryczny

dzący w skład tej samej serii TAA 761 — do ± 18 V. Oba te wzmacniacze mają identyczny rozkład wyprowadzeń. Dla zabezpieczenia przed oscylacjami można włączyć między końcówkę 7 i 8 kondensator o pojemności od 8 do 47 pF. Wejściowe napięcie niezrównoważenia wzmacniacza TAA 861 wynosi 11 mV, prąd niezrównoważenia 70 nA, a wzmocnienie z otwartą pętlą 86 dB.

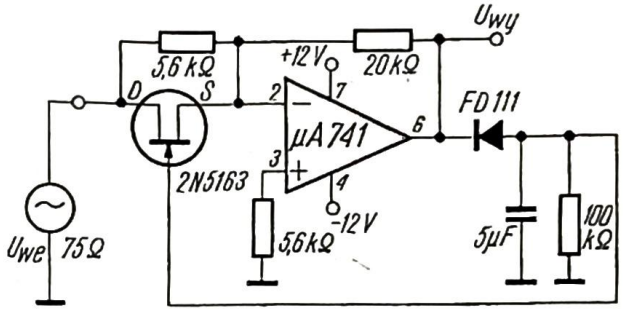
W omawianym układzie wzmacniacza fotoelektrycznego [4.13] zastosowano fototranzystor typu BPY 62, który został skompensowany cieplnie z tranzystorem BCY 59. Oba tranzystory należą do tej samej rodziny, a więc łatwo o taką kompensację. Czułość układu może być dobierana za pomocą potencjometru R_6 o wartości 250 kΩ, w przybliżeniu w zakresie 1 : 5. Średnia wartość natężenia światła wymagana do uzyskania na wyjściu napięcia 10 V wynosi ok. 200 luksów. Potencjometr R_3 pozwala na dobranie symetrii układu różnicowego na wyjściu.



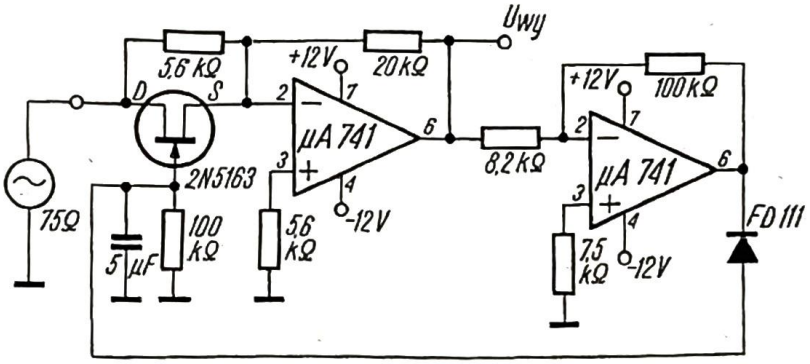
4.22. Wzmacniacz o wzmocnieniu regulowanym napięciem stałym



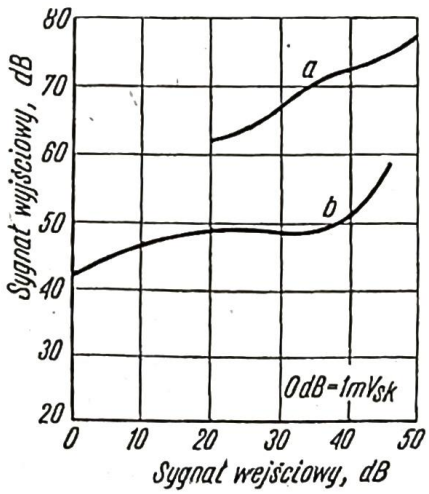
4.23. Charakterystyka $K_S = f(U_G)$ wzmacniacza z rys. 4.22



4.24. Prosty układ wzmacniacza z automatyczną regulacją wzmocnienia

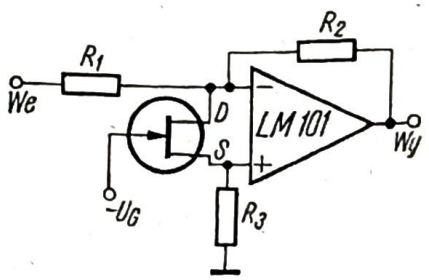


4.25. Ulepszony układ wzmacniacza z automatyczną regulacją wzmocnienia



4.26. Charakterystyka $U_{wy} = f(U_{we})$ wzmacniacza z automatyczną regulacją wzmocnienia

a — prostego,
b — ulepszonego



4.27. Wzmacniacz z elementem regulacyjnym włączonym między wejścia wzmacniacza operacyjnego

4.1.4
WZMACNIACZE O WZMOCNIENIU REGULOWANYM NAPIĘCIEM STAŁYM

W wielu przypadkach, najczęściej we wzmacniaczach akustycznych i impulsowych, jest potrzebna regulacja wzmocnienia za pomocą napięcia stałego. Elementem regulacyjnym w takich układach jest zwykle tranzystor unipolarny (FET). Uproszczony schemat typowego wzmacniacza regulowanego napięciem stałym pokazano na rys. 4.22 [4.9]. Wzmocnienie układu jest równe R_2/R_1, gdzie rezystor R_1 stanowi rezystancja R_{DS} (dren-źródło) tranzystora unipolarnego zależna od napięcia U_{GS} (bramka-źródło). Ponieważ źródło tranzystora jest na potencjale masy (punkt masy pozornej), więc napięcie U_{GS} jest równe napięciu regulującemu U_G. Zależność wzmocnienia od napięcia regulującego U_G pokazano na rys. 4.23 (wg. [4.9]).

Układy omawianego rodzaju służą często do automatycznej regulacji wzmocnienia we wzmacniaczach akustycznych. Schemat takiego wzmacniacza przedstawia rys. 4.24 [4.9]. Jako napięcie regulujące stosuje się wyprostowane napięcie wyjściowe. W ten sposób następuje stabilizacja wartości sygnału przy zmianach sygnału na wejściu. Przy dużych sygnałach wejściowych mogłyby powstać zniekształcenia; do ich zredukowania służy rezystor bocznikujący tranzystor unipolarny.

Działanie układu można polepszyć dodając wzmacniacz w pętli sprzężenia zwrotnego, co pokazano na rys. 4.25 [4.9]. W tym ulepszonym układzie uzyskuje się zmianę sygnału wyjściowego tylko o 2 dB przy 30 dB zmianie na wejściu. Charakterystyki $U_{wy} = f(U_{we})$ obu układów: prostego i ulepszonego pokazano na rys. 4.26.

Inny sposób włączenia elementu regulacyjnego przedstawiono na rys. 4.27 [4.10]. Elementem regulacyjnym jest tu tranzystor unipolarny 2N 3685, którego maksymalna rezystancja dren-źródło wynosi ok. 800 Ω. Jest on włączony na wejście różnicowe wzmacniacza operacyjnego, a więc jest na nim utrzymywane niewielkie napięcie, rzędu kilku miliwoltów. Dzięki temu zmiany rezystancji R_{DS} są liniowe w funkcji U_G w zakresie kilku dekad.

4.1.5
UKŁADY CAŁKUJĄCE

W układzie całkującym (integratorze) wzmacniacz operacyjny pracuje jako wzmacniacz odwracający. Najprostszy układ takiego integratora omówiono w p. 2.4.4. Działanie układu (rys. 4.28a) można opisać równaniami:

$$\frac{U_{we} - U_1}{R} = I$$

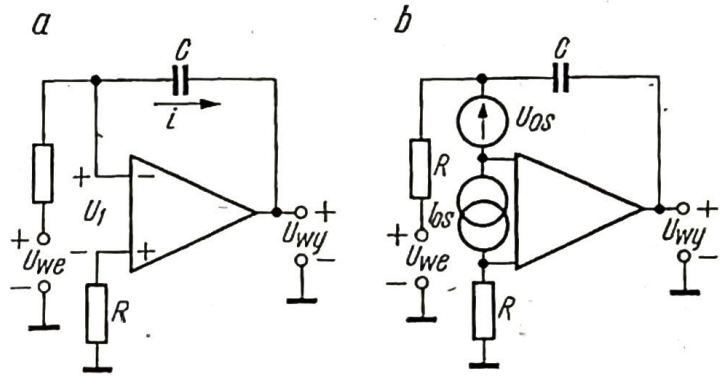
$$U_1 - U_{wy} = \frac{1}{C}\int_0^t I\,dt = \frac{1}{RC}\int_0^t (U_{we} - U_1)\,dt$$

$$U_1 = -\frac{U_{wy}}{K}$$

Jeśli $K \to \infty$, to $U_1 \to 0$ i napięcie wyjściowe jest równe:

$$U_{wy} = -\frac{1}{RC}\int U_{we}\,dt \tag{4.6}$$

Dzięki dużemu wzmocnieniu wzmacniacza operacyjnego i ujemnemu sprzężeniu zwrotnemu wejście odwracające wzmacniacza jest punktem „masy pozornej". Ponieważ wzmacniacz ma dużą rezystancję wejściową, więc cały prąd



4.28. Układ całkujący
a — schemat ideowy,
b — schemat ilustrujący wpływ wejściowego napięcia i prądu niezrównoważenia

wejściowy ładuje kondensator. Napięcie na wyjściu jest równe napięciu na kondensatorze, gdyż druga końcówka kondensatora jest dołączona do „masy pozornej". W celu zmniejszenia błędów spowodowanych wejściowymi prądami polaryzującymi dołącza się rezystor R między wejściem nieodwracającym i masą.

Na rys. 4.28b pokazano schemat integratora uwzględniający błędy spowodowane wejściowym napięciem i prądem niezrównoważenia wzmacniacza. Napięcie wyjściowe jest w tym przypadku równe [4.3]:

$$U_{wy} = -\frac{1}{RC}\int U_{we}\,dt + \frac{1}{RC}\int U_{os}\,dt + \frac{1}{C}\int I_{os}\,dt + U_{os}$$

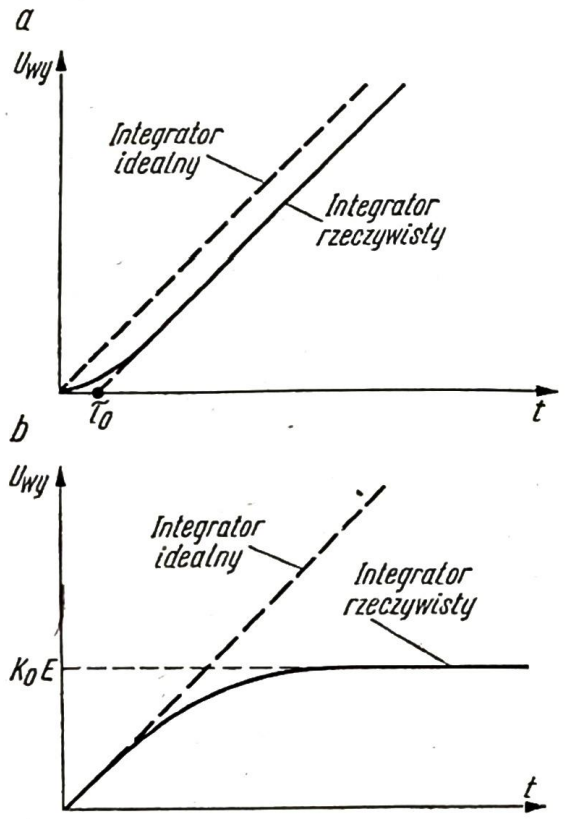
Trzy ostatnie składniki powyższego wzoru wyrażają błędy. Wejściowe napięcie niezrównoważenia powoduje powstanie na wyjściu dodatkowego napięcia narastającego lub opadającego liniowo — zależnie od znaku U_{os}. Prócz tego następuje dodawanie wartości U_{os} do napięcia wyjściowego, co jest również źródłem błędu. Wejściowy prąd niezrównoważenia jest przyczyną dodatkowego ładowania kondensatora.

W celu zmniejszenia tego błędu należy stosować kondensator o większej pojemności, co z kolei dla zachowania określonej stałej czasowej wymaga zmniejszenia rezystancji R. Minimalna wartość R jest określona dopuszczalnym obciążeniem źródła sygnału. Dwa źródła błędu wywołujące dodatkowe napięcie piłowe na wyjściu (tzn. drugi i trzeci składnik wzoru) określają maksymalny czas trwania przebiegu piłowego z integratora, jaki można uzyskać przy założonej dokładności.

Kondensator stosowany w integratorze powinien mieć prąd upływ znacznie mniejszy niż wejściowy prąd polaryzujący wzmacniacza operacyjnego. W przy-

padku bardzo długich czasów trwania przebiegu piłowego i wymaganej wysokiej dokładności polecane są kondensatory polistyrenowe i teflonowe. Przy krótszych czasach całkowania można stosować kondensatory poliestrowe lub mikowe. Ważnym zagadnieniem jest także wybór rodzaju wzmacniacza. Wzmacniacze z przetwarzaniem, mające bardzo dobrą stabilność długoczasową, są stosowane dla uzyskania bardzo długich czasów całkowania i bardzo dobrej dokładności. Przy średnich wartościach czasów integracji należy stosować wzmacniacze z wejściami FET. Wzmacniacze operacyjne o stopniu wejściowym z tranzystorami bipolarnymi nadają się tylko do integratorów o krótkim czasie całkowania (np. w generatorach przebiegów trójkątnych).

W dotychczasowych rozważaniach zakładaliśmy, że wzmacniacz operacyjny ma nieskończenie duże wzmocnienie z otwartą pętlą i nieskończenie szerokie pasmo częstotliwości. We wzmacniaczu rzeczywistym obie te wielkości mają pewne skończone wartości, co jest źródłem dodatkowych błędów. Dość dokładną analizę tych błędów można znaleźć w literaturze [4.3]. Dla uproszczonego ich zilustrowania pokazano na rys. 4.29 przebieg odpowiedzi integratora na skok napięcia



4.29. Przebiegi czasowe napięcia wyjściowego układu z rys. 4.28
a — przy krótkim czasie całkowania,
b — przy długim czasie całkowania

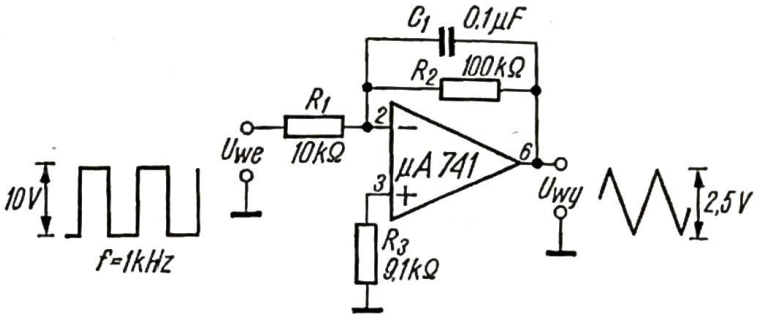
o amplitudzie E przy długim i krótkim czasie całkowania, dla wzmacniacza idealnego i rzeczywistego. W przypadku krótkiego czasu całkowania powstaje błąd, polegający na dodatkowym czasie opóźnienia τ_o wywołanym ograniczoną szerokością pasma wzmacniacza. Przebieg napięcia wyjściowego można wówczas wyrazić funkcją:

$$U_{wy}(t) \approx E\left(\frac{t}{RC}+\frac{\tau_o}{RC}+\frac{e^{-t/\tau_o}}{RC/\tau_o}\right) \tag{4.7}$$

Przy długim czasie całkowania napięcie wyjściowe wzrasta wykładniczo ze stałą czasową K_0RC do wartości ustalonej K_0E zgodnie ze wzorem:

$$U_{wy}(t) \approx K_0 E\,(1-\mathrm{e}^{-t/K_0RC}) \tag{4.8}$$

Aby uzyskać dobrą liniowość przebiegu wyjściowego, należy całkowanie zakończyć po czasie znacznie krótszym od K_0RC i przy amplitudzie znacznie mniejszej od K_0E.



4.30. Integrator ze wzmacniaczem operacyjnym μA 741

Na rys. 4.30 pokazano praktyczne rozwiązanie układu integratora analogowego, w którym zastosowano wzmacniacz operacyjny μA 741 firmy Fairchild [4.6]. Napięcie na wyjściu układu zgodnie ze wzorem (4.6) ma przebieg:

$$U_{wy} = -\frac{1}{R_1 C_1}\int U_{we}\,\mathrm{d}t$$

Dla przykładu załóżmy, że na wejście integratora podano falę prostokątną o średnim napięciu równym zeru, okresie T i amplitudzie E. Amplitudę przebiegu piłowego na wyjściu można obliczyć ze wzoru:

$$U_{wy\,max} = \frac{1}{R_1 C_1}\int_0^{T/2} E\,\mathrm{d}t = \frac{E}{R_1 C_1}\cdot\frac{T}{2}$$

Przyjmując wartości podane na rysunku 4.30 uzyskuje się $U_{wy\,max} = 2{,}5$ V.

Rezystor R_2 służy do poprawy stabilności punktu pracy integratora ograniczając wzmocnienie przy małych częstotliwościach i zmniejszając dryf. Układ pracuje jako integrator przy częstotliwościach większych od wartości określonej wzorem:

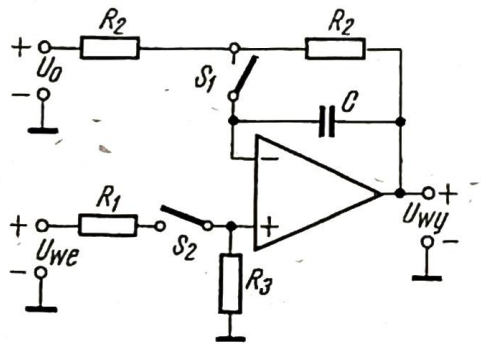
$$f_{min} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}$$

Dla zapewnienia dobrej liniowości przebiegu wyjściowego, częstotliwość fali prostokątnej na wejściu powinna być co najmniej 10 razy większa od f_{min}. Przy wartościach elementów podanych na rysunku liniowość jest lepsza od 1% przy częstotliwości 1 kHz.

Wzmacniacz zastosowany w dyskryminatorze powinien — choć nie jest to widoczne w sposób oczywisty — charakteryzować się dużym dopuszczalnym napięciem wejściowym zarówno na każdym z wejść w stosunku do masy, jak i różnicowym między wejściami. Istnieje kilka możliwych przyczyn przekroczenia tych napięć dopuszczalnych.

Pierwszą z nich jest przenoszenie na wejście przez kondensator w obwodzie sprzężenia zwrotnego wszelkich szybkich skoków napięcia na wyjściu. Inna przyczyna uszkodzenia wzmacniacza może wystąpić przy sterowaniu integratora sygnałem o szybkim narastaniu (np. falą prostokątną). Odpowiedź na wyjściu wzmacniacza pojawia się zawsze z pewnym opóźnieniem. W ciągu krótkiego czasu, zanim zdąży zareagować wyjście komparatora, wejście odwracające wzmacniacza nie jest utrzymywane na potencjale masy i napięcie w tym punkcie może przekroczyć wartość dopuszczalną. Wzmacniacz μA 741 zastosowany w omawianym układzie bardzo dobrze nadaje się do integratorów, gdyż jego dopuszczalne wejściowe napięcie różnicowe wynosi ∓ 30 V, a dopuszczalne napięcie na każdym z wejść w stosunku do masy ∓ 15 V.

Na rys. 4.31 zilustrowano sposób inicjowania i zakończenia integracji. Pokazany układ ma trzy okresy pracy. W pierwszym okresie przełącznik S_1 jest włączony, S_2 zaś wyłączony. Odbywa się wówczas kasowanie integratora



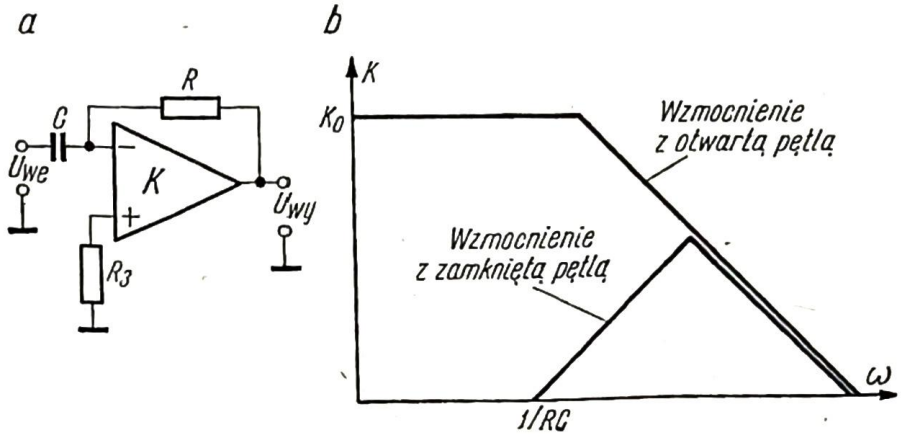
4.31. Integrator z kasowaniem i pamiętaniem

i ustalanie warunków początkowych. Następuje ładowanie kondensatora do napięcia U_o, a napięcie wyjściowe osiąga wartość $-U_o$. W chwili wyłączenia S_1 i włączenia S_2 rozpoczyna się całkowanie sygnału wejściowego U_{we} z początkową wartością $U_{wy} = -U_o$. Całkowanie można przerwać wyłączając S_1. Następuje wówczas okres pamiętania, gdy wartość napięcia wyjściowego nie powinna ulegać zmianom. Zmiany napięcia w tym okresie wynikają tylko z rozładowania kondensatora prądem upływowym i prądem polaryzującym wejście wzmacniacza.

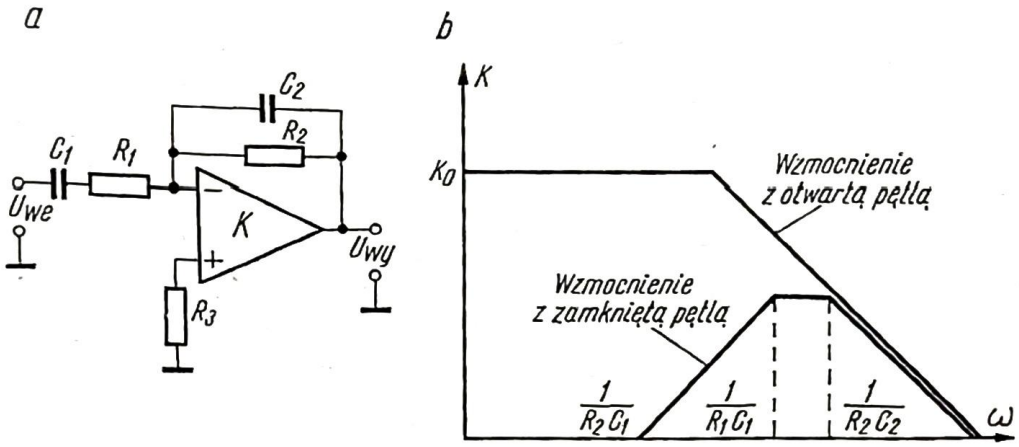
4.1.6
UKŁADY RÓŻNICZKUJĄCE

Zamieniając miejscami kondensator z rezystorem w integratorze otrzymuje się układ spełniający funkcję odwrotną — różniczkowanie. Prosty układ różniczkujący, który został omówiony w p. 2.4.5, ma szereg wad uniemożliwiających jego praktyczne stosowanie. Układ taki pokazano na rys. 4.32a, zaś na rys. 4.32b — jego wykresy Bodego. Główną wadą układu jest jego wrażliwość na szumy i zakłócenia o wielkiej częstotliwości spowodowana rosnącą charakterystyką wzmocnienia w pewnym zakresie częstotliwości. Drugą niedogodnością prostego układu różniczkującego jest skłonność do oscylacji wynikająca z przesunięcia fazy wprowadzanego przez filtr dolnoprzepustowy $R_1 C_1$ w pętli sprzężenia zwrotnego.

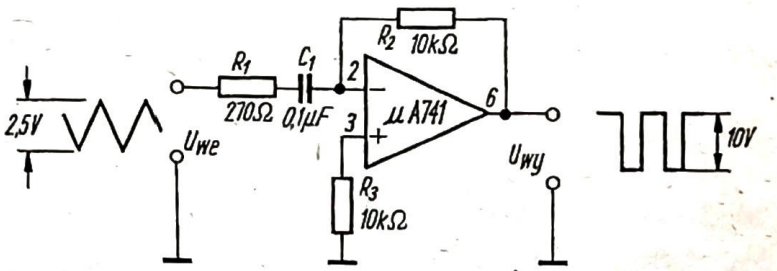
Zmodyfikowany układ różniczkujący i jego charakterystyki Bodego pokazano na rys. 4.33. W celu usunięcia wad występujących w prostym układzie, wprowadzono tu dwa nowe elementy R_1 i C_2. Rezystor R_1 powoduje ograniczenie wzmocnienia przy większych częstotliwościach, dzięki czemu układ jest mniej wrażliwy na szumy. Kondensator C_2 wprowadza dodatkowe przesunięcie fazy, poprawiające stabilność układu.



4.32. Prosty układ różniczkujący
a — schemat,
b — wykresy Bodego



4.33. Zmodyfikowany układ różniczkujący
a — schemat,
b — wykresy Bodego



4.34. Układ różniczkujący ze wzmacniaczem operacyjnym μA 741

Praktyczne rozwiązanie układu różniczkującego, w którym zastosowano wzmacniacz μA 741 [4.6] pokazano na rys. 4.34. Napięcie wyjściowe układu wyraża się wzorem:

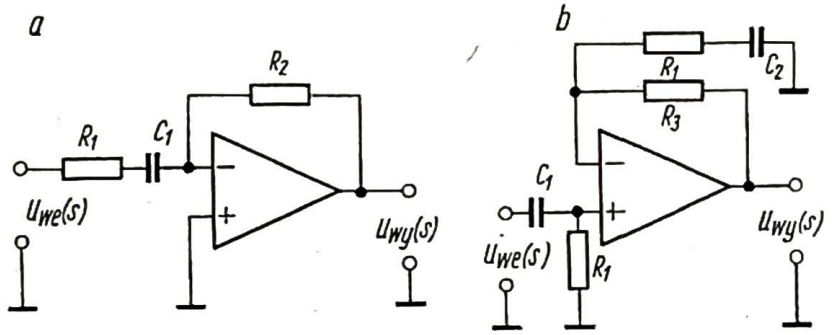
$$U_{wy} = -R_2 C_1 \frac{\mathrm{d}U_{we}}{\mathrm{d}t} \tag{4.9}$$

W odpowiedzi na ciąg impulsów trójkątnych podanych na wejście, na wyjściu układu pojawia się fala prostokątna. W przypadku pokazanym na rysunku podawana jest na wejście fala trójkątna o amplitudzie 2,5 V i częstotliwości 1 kHz, na wyjściu zaś otrzymuje się falę prostokątną o tej samej częstotliwości i amplitudzie 10 V.

Bywają również stosowane układy różniczkujące zawierające na wejściu rezystor, a w pętli sprzężenia zwrotnego układ *RC* typu T.

4.1.7
WZMACNIACZE O SPRZĘŻENIU POJEMNOŚCIOWYM

Wzmacniacze operacyjne, choć przeznaczone przede wszystkim do wzmacniania sygnałów stałoprądowych i wolnozmiennych, mają dość szerokie pasmo częstotliwości i są stosowane do wzmacniania sygnałów o dużych częstotliwościach. W tym przypadku stosuje się niekiedy sprzężenia pojemnościowe. Na rys.



4.35. Wzmacniacz ze sprzężeniem pojemnościowym
a — odwracający,
b — nieodwracający

4.35 a, b pokazano najprostsze układy wzmacniacza odwracającego i nieodwracającego ze sprzężeniem pojemnościowym. Operatorową funkcję przenoszenia układu z rys. 4.35a można wyrazić wzorem:

$$K_S(s) = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{s}{s+1/R_1 C_1}$$

Wzmocnienie stałoprądowe jest równe zeru, a wzmocnienie przy bardzo wielkich częstotliwościach: $-R_2/R_1$. Dolna częstotliwość graniczna układu wynosi

$$f_d = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

Błąd napięcia stałego na wyjściu wywołany niezrównoważeniem wzmacniacza jest równy sumie wejściowego napięcia niezrównoważenia i napięcia wytwarzanego przez wejściowy prąd polaryzujący na rezystorze R_2:

$$\Delta U_{wy} = U_{os} + I_{B1} R_2$$

Operatorowa funkcja przenoszenia układu nieodwracającego pokazanego na rys. 4.35b jest równa:

$$K_S(s) = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{s}{s+1/R_1 C_1} \cdot \frac{(R_2+R_3)C_2 s+1}{R_2 C_2 s+1}$$

Obydwa omawiane układy mają przy częstotliwościach większych od f_d małą impedancję wejściową, równą R_1.

We wzmacniaczu przedstawionym na rys. 4.36 uzyskuje się dużą impedancję wejściową dzięki zastosowaniu tzw. układu „boot-strap". Przy założeniu $U_1 = U_3$ $(K \to \infty)$ pracę układu można opisać następującymi równaniami [4.3]:

$$\frac{U_{we} - U_1}{X_2} = \frac{U_1 - U_2}{R_2}$$

$$\frac{U_{wy} - U_1}{R_3} = \frac{U_1 - U_2}{X_1}$$

$$\frac{U_1 - U_2}{R_2} + \frac{U_1 - U_2}{X_1} = \frac{U_2}{R_1}$$

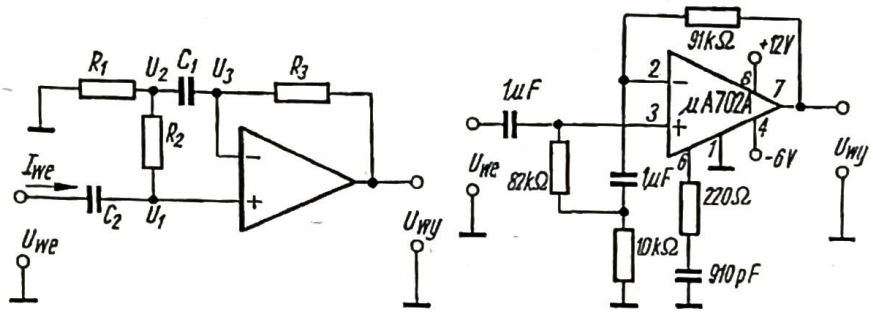
przy czym

$$X_1 = \frac{1}{j\omega C_1} \quad \text{oraz} \quad X_2 = \frac{1}{j\omega C_2}$$

Rozwiązując powyższy układ równań można obliczyć impedancję wejściową:

$$Z_{we} = \frac{U_{we}}{I_{we}} = \frac{U_{we} X_2}{U_{we} - U_1} = X_2 + R_2 + R_1 + \frac{R_1 R_2}{X_1} \tag{4.10}$$

Przy wzroście częstotliwości sygnału reaktancje X_1 i X_2 stają się bliskie zeru i impedancja wejściowa osiąga wartość bardzo dużą. Impedancja wejściowa zaczyna maleć dopiero przy jeszcze większych częstotliwościach, gdy spada wzmocnienie z otwartą pętlą i warunek $U_1 = U_3$ przestaje obowiązywać.



4.36. Wzmacniacz ze sprzężeniem pojemnościowym o dużej impedancji wejściowej

4.37. Praktyczne rozwiązanie układu wzmacniacza o sprzężeniu pojemnościowym i dużej impedancji wejściowej

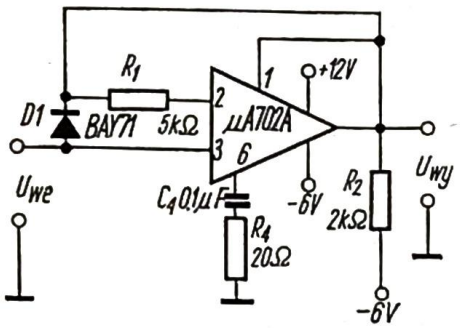
Na rys. 4.37 pokazano praktyczne rozwiązanie układu wzmacniacza o sprzężeniu pojemnościowym i dużej impedancji wejściowej, w którym zastosowano wzmacniacz operacyjny μA 702 firmy SGS [4.1]. Rezystancja wejściowa przy wartościach elementów podanych na schemacie wynosi 2 MΩ.

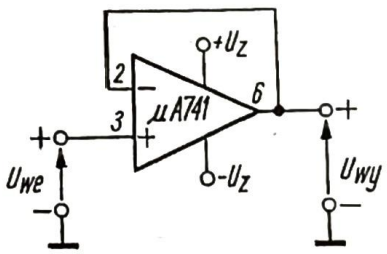
4.1.8
WTÓRNIKI NAPIĘCIOWE

Układ wtórnika napięciowego ma największą impedancję wejściową spośród podstawowych układów pracy wzmacniacza operacyjnego. Ogólne informacje o wtórniku napięciowym ze wzmacniaczem operacyjnym podano w p. 2.4.7.

Przy projektowaniu i użytkowaniu wtórnika trzeba pamiętać o zapewnieniu kompensacji częstotliwości dla wzmocnienia równego 1 oraz o zapobieganiu zjawisku blokowania (latch up), które bardzo często występuje w układach o silnym ujemnym sprzężeniu zwrotnym.

Na rys. 4.38 i 4.39 pokazano przykłady praktycznych rozwiązań wtórników napięciowych. W pierwszym układzie zastosowano wzmacniacz operacyjny pierwszej generacji μA 702, którego zaletą jest dość duża szybkość narastania





4.38. Wtórnik napięciowy ze wzmacniaczem μA 702 A

4.39. Wtórnik napięciowy ze wzmacniaczem operacyjnym μA 741

napięcia wyjściowego, umożliwiająca stosowanie go we wtórnikach impulsowych. Poważną wadą tego wzmacniacza jest występowanie zjawiska blokowania. Dioda *D1* chroni układ przed tym zjawiskiem. Rezystor R_2 służy do rozszerzenia zakresu ujemnego napięcia wyjściowego przy silnym obciążeniu układu. Wzmacniacz μA 702 charakteryzuje się niewielkim dopuszczalnym napięciem wejściowym (w stosunku do masy) wynoszącym +1,5 V. W celu rozszerzenia tego zakresu połączono końcówkę *1* (masa) z wyjściem układu. Dzięki takiemu rozwiązaniu żadna z końcówek wejściowych nie może osiągnąć potencjału zbyt dodatniego w stosunku do końcówki *1* i maksymalne dodatnie napięcie wejściowe układu wynosi +3V.

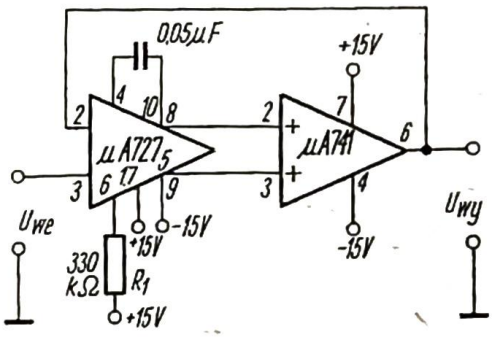
Układ wtórnika pokazany na rys. 4.39 nie wymaga dodatkowych zabezpieczeń przeciw zjawisku blokowania ani zewnętrznej kompensacji częstotliwości, gdyż wzmacniacz μA 741 ma zabezpieczenie i kompensację wewnętrzną. Maksymalna szybkość narastania napięcia wyjściowego S_{wy} tego wtórnika wynosi 0,5 V/μs. Na wyjściu układu można uzyskać napięcie w szerokim zakresie od −12 do +12 V. Wzmocnienie napięciowe układu w przypadku wzmacniacza idealnego powinno być równe 1. Uwzględniając skończoną wartość wzmocnienia wzmacniacza operacyjnego K_0 oraz współczynnik tłumienia sygnału nieróżnicowego można wzmocnienie napięciowe wtórnika wyrazić wzorem:

$$K_S = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{1+\frac{1}{\text{WTSN}}}{1+\frac{1}{K_0}} \tag{4.11}$$

W omawianym układzie $K_0 = 200\,000$, a WTSN = 90 dB i błąd wzmocnienia obliczony z powyższego wzoru wynosi 0,003%.

W celu zwiększenia dokładności omawianego wtórnika można poprzedzić wzmacniacz μA 741 przedwzmacniaczem różnicowym μA 727 o dużej stabilności

termicznej (rys. 4.40). Układ charakteryzuje się niestabilnością wejściowego napięcia niezrównoważenia mniejszą od 0,6 μV/°C oraz niestabilnością prądu niezrównoważenia lepszą niż 15 pA/°C. Impedancja wejściowa wynosi 2 000 MΩ, a zakres napięcia wejściowego ±13 V [4.1].



4.40. Wtórnik napięciowy o dużej dokładności

4.1.9
ŹRÓDŁA NAPIĘCIA ODNIESIENIA

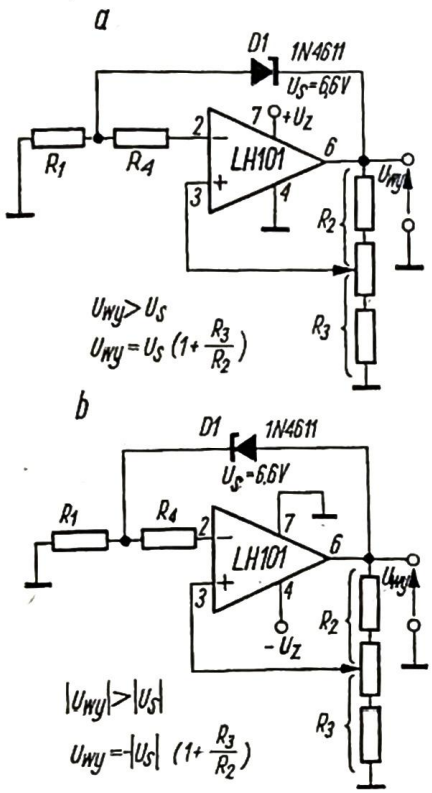
Wzmacniacze operacyjne ze względu na dużą rezystancję wejściową i łatwość doboru odpowiedniego wzmocnienia są często stosowane w układach źródeł napięcia odniesienia, pozwalając uzyskać dobrą dokładność napięcia odniesienia i bardzo małą rezystancję wyjściową źródła. Układy z diodami Zenera są obecnie najczęściej stosowanymi źródłami napięcia odniesienia. Zwykle są to specjalne wysokostabilne diody Zenera skompensowane termicznie [4.14]. Współczynnik temperaturowy diod Zenera skompensowanych fabrycznie wynosi około 0,001%/°C. Należy jednak pamiętać, że zarówno współczynnik temperaturowy, jak i rezystancja dynamiczna zależą od prądu diody. Dużą stabilność można uzyskać dobierając starannie punkt pracy diody. Odpowiednie połączenie wysokostabilnej diody Zenera ze wzmacniaczem operacyjnym pozwala znacznie zmniejszyć wpływ zmian napięcia zasilającego na stabilność napięcia odniesienia. Mała rezystancja wyjściowa źródła odniesienia redukuje wpływ zmian prądu obciążenia na napięcie odniesienia.

Regulowane źródła dodatniego i ujemnego napięcia odniesienia przedstawiono na rys. 4.41 i rys. 4.42 [4.15]. Układy pokazane na rys. 4.41 dają napięcia większe od napięcia na diodzie Zenera *D1*, podczas gdy układy z rys. 4.42 dają napięcia mniejsze niż te, które występują na diodach odniesienia.

W celu uzyskania stabilnych napięć odniesienia w szerokim zakresie temperaturowym, należy zawęzić zakres regulacji lub nawet ograniczyć go do jednej wartości napięcia. W układach z rys. 4.41 należy tak dobrać wartość rezystora R_1, aby uzyskać optymalny prąd diody Zenera, czyli prąd, przy którym współczynnik temperaturowy jest najmniejszy. Jeśli prąd diody Zenera *D1* nie będzie zależał od napięcia zasilającego wzmacniacz operacyjny, to również współczynnik temperaturowy napięcia odniesienia nie będzie funkcją tego napięcia.

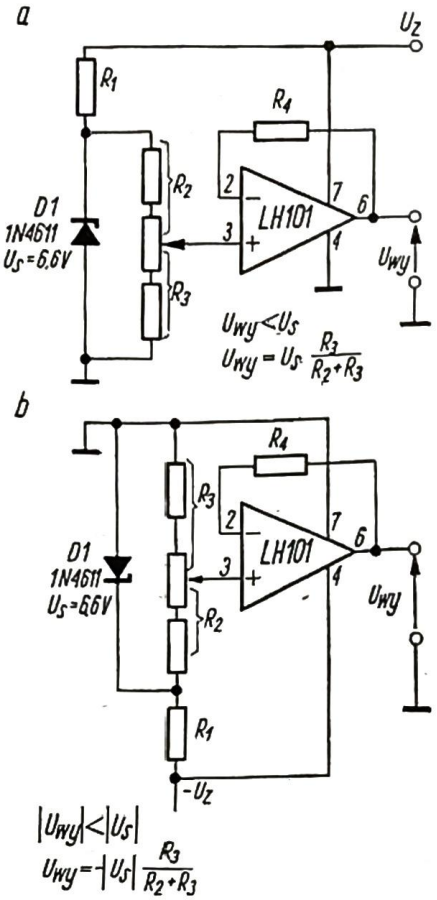
Układy przedstawione na rys. 4.42 będą stabilne w szerokim zakresie temperatury, jeśli napięcie zasilające nie będzie się zmieniać w zbyt szerokich granicach. Wynika to z faktu, że prąd diody *D1* zależy od tego napięcia. Rezystory R_1,

R_2, R_3 (i tym samym prąd diody $D1$) są dobierane pod kątem minimalizacji współczynnika temperaturowego diody $D1$ i błędu spowodowanego wejściowym prądem polaryzującym wzmacniacza operacyjnego. Szum na wyjściach wzmacniaczy LH 101 może być zmniejszony przez pojemnościowe zablokowanie wyjść.



a — napięcia dodatniego,
b — napięcia ujemnego

4.41. Regulowane źródła napięcia odniesienia ($U_{wy} > U_S$)



a — napięcia dodatniego,
b — napięcia ujemnego

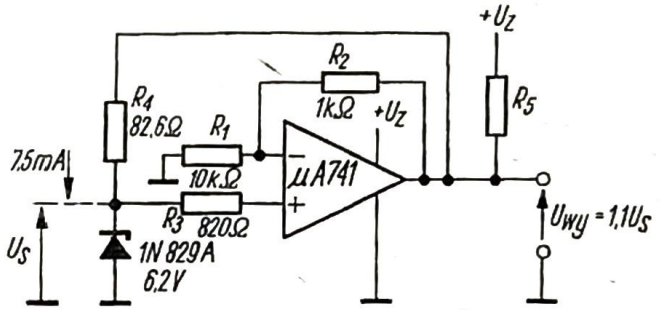
4.42. Regulowane źródła napięcia odniesienia ($U_{wy} < U_S$)

Wzmacniacze operacyjne w przedstawionych układach napięć odniesienia powinny być kompensowane jak przy pracy ze wzmocnieniem napięciowym równym jedności. W przypadku przewidywanych obciążeń pojemnościowych można je nieco przekompensować. Rezystor R_4, równy równoległemu połączeniu R_2 i R_3, zastosowano w celu kompensacji wpływu prądu I_{os}. W układach, które przedstawiono na rys. 4.41 i na rys. 4.42, zastosowano wzmacniacze operacyjne LH 101. Zamiast nich można zastosować inne typy wzmacniaczy operacyjnych, jak np.: SFC 2101 A.

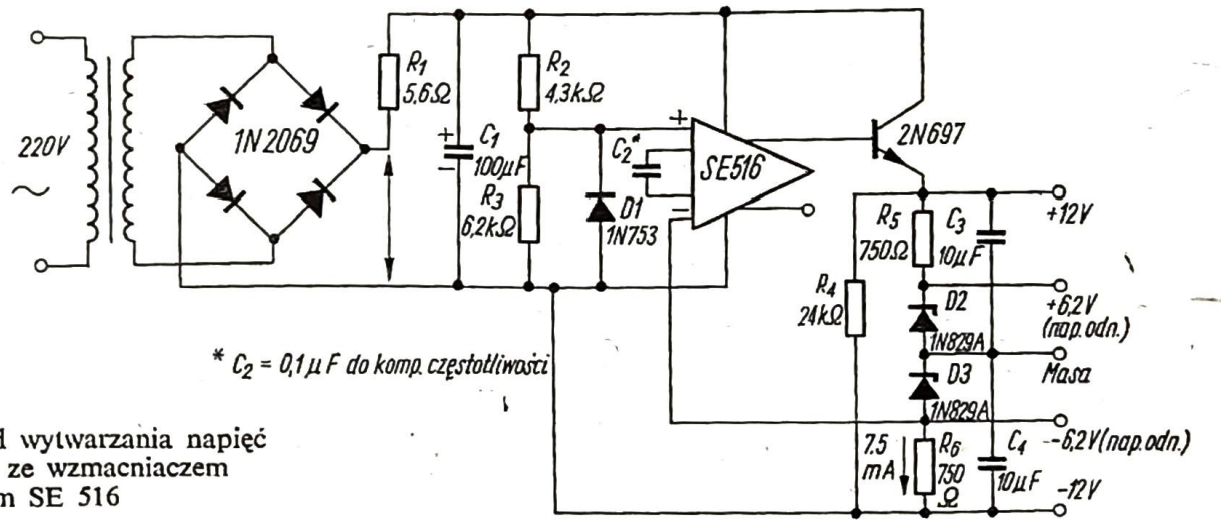
Stabilizowane źródło napięcia odniesienia przedstawiono na rys. 4.43 [4.16]. Wzmacniacz operacyjny μA 741 ustala i stabilizuje prąd płynący przez wysokostabilną diodę Zenera 1 N 829 A. Różnica napięć z dokładnego dzielnika rezystorowego R_1 i R_2 i diody Zenera jest wzmacniana i sprowadzana do zera dzięki silnemu ujemnemu sprzężeniu zwrotnemu. Dobór dzielnika R_1, R_2 decyduje o stosunku napięcia na wyjściu U_{wy} do napięcia na diodzie Zenera U_S. Aby uzyskać prąd diody równy 7,5 mA, napięcie na rezystorze R_4 musi być równe 0,1 U_S = 0,62 V. W tym przypadku wartość rezystora R_4 wynosi 82,6 Ω. Rezystor R_5 razem z napięciem zasilającym $+U_Z$ tworzy źródło prądowe o wydajności

kilkunastu miliamperów. Rezystor R_3 zapewnia symetrię rezystancji na każdym z wejść wzmacniacza operacyjnego, eliminując dryf spowodowany zmianami prądów polaryzujących. Układ pracuje poprawnie przy zmianach napięcia zasilającego od 10 V do 36 V. Przy zastosowaniu wzmacniacza operacyjnego μA 741, zmiany napięcia odniesienia w zakresie temperatury od 0°C do +100°C są mniejsze od 1 mV.

Na rys. 4.44 podano kompletny układ wytwarzania napięć odniesienia ze wzmacniaczem operacyjnym SE 516 firmy Signetics [4.17]. Wzmacniacz operacyjny SE 516 jest układem różnicowym od strony wejścia i wyjścia, o dużym



4.43. Stabilizowane źródło napięcia odniesienia



4.44. Układ wytwarzania napięć odniesienia ze wzmacniaczem operacyjnym SE 516

wzmocnieniu. W układzie zastosowano wysokostabilne diody Zenera typu 1 N 829 A dostarczające napięcia odniesienia ±6,2 V, pracujące przy prądzie 7,5 mA. Współczynnik temperaturowy diod *D2* i *D3* w tych warunkach pracy wynosi 0,0005%/°C. Na wyjściu otrzymuje się również dodatnie i ujemne napięcie 12 V przy prądzie obciążenia do 20 mA.

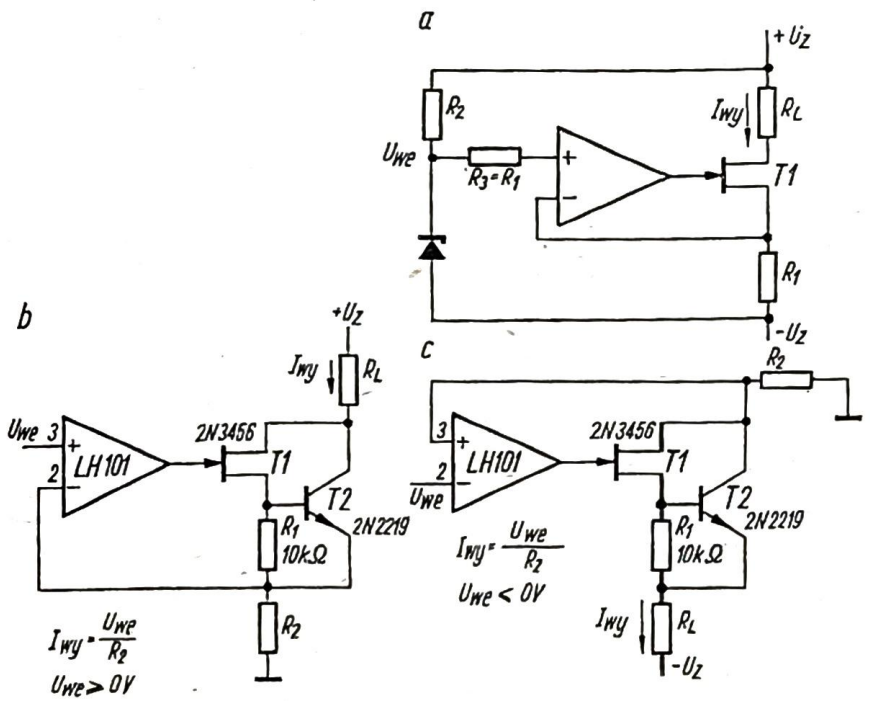
Jednym z najnowszych osiągnięć w dziedzinie źródeł napięcia odniesienia jest wzorzec napięcia o nazwie CERTAVOLT, opracowany przez amerykańską firmę Codi Semiconductor. Dostarcza on napięcie o wartości 10,0000 V ±0,0002 V, rezystancja wyjściowa jest równa 2 mΩ, prąd wyjściowy od 0 do 10 mA, temperaturowy zakres pracy od −30°C do +125°C, stabilność lepsza od 10^{-4}%/°C w zakresie od 15° C do 55°C. Certavolt wymaga zasilania napięciem stałym 28 V ±5%, przy prądzie maksymalnym do 20 mA. Układ ma wewnętrzne zabezpieczenie przed zwarciem na wyjściu.

4.1.10
ŹRÓDŁA PRĄDU STAŁEGO

Źródła prądu stałego, zwane też generatorami prądu stałego, są elementami często stosowanymi w elektronicznych układach pomiarowych, np. w układach wytwarzania napięcia liniowo rosnącego lub malejącego. Źródło prądu stałego powinno mieć dużą rezystancję wewnętrzną, wysoką stabilność temperaturową prądu i również powinno się charakteryzować niezależnością prądu od napięcia zasilającego w pewnym zakresie tego napięcia.

Podstawowy układ źródła prądu stałego przedstawiony na rys. 4.45a zawiera: tranzystor polowy *N*-kanałowy sterowany napięciem z wyjścia wzmacniacza operacyjnego. Wzmacniacz operacyjny pracuje z ujemnym sprzężeniem zwrotnym, przez połączenie źródła tranzystora *T1* z odwracającym wejściem wzmacniacza operacyjnego. Wysokostabilna dioda Zenera *DZ* ustala napięcie na wejściu nieodwracającym wzmacniacza. Układ przeciwdziała zmianom prądu stabilizowanego I_{wy}, zmieniając rezystancję tranzystora *T1* połączonego szeregowo z rezystorem R_1.

Układy generatorów prądu z dodatkowymi tranzystorami bipolarnymi przedstawione są na rys. 4.45b i c [4.15]. Prąd wyjściowy I_{wy} może być większy niż w układzie przedstawionym na rys. 4.45a. Wartość prądu I_{wy} może być



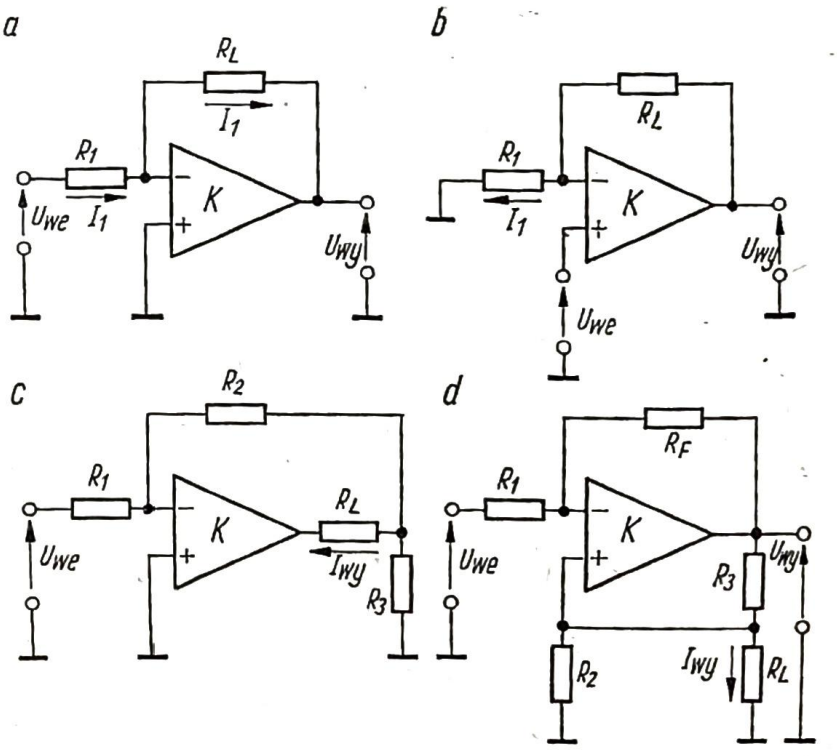
4.45. Źródła prądu stałego
a — układ podstawowy,
b — źródło prądu wpływającego,
c — źródło prądu wypływającego

ustalona przez zmianę napięcia U_{we} przy ustalonej wartości rezystora R_2 lub odwrotnie. Rezystancja wewnętrzna źródła widziana z zacisków obciążenia jest bardzo duża tak długo, jak długo napięcie U_{we} jest dużo większe niż napięcie niezrównoważenia, prąd I_{wy} zaś dużo większy niż wejściowy prąd polaryzujący wzmacniacza operacyjnego LH 101. Wzmacniacz operacyjny powinien być skompensowany jak przy pracy ze wzmocnieniem równym jedności. Dodatkowa

kompensacja może być konieczna zależnie od reaktancji obciążenia i parametrów tranzystorów zewnętrznych. Zamiast wzmacniaczy LH 101 można zastosować np. wzmacniacze operacyjne firmy Sescosem typu SFC 2108 M.

4.1.11
KONWERTERY NAPIĘCIE-PRĄD

W pewnych przypadkach, jak np. sterowanie cewki, zachodzi potrzeba zamiany napięcia sterującego na prąd sterujący. Łatwo to wykonać stosując do tego celu wzmacniacz operacyjny. Na rys. 4.46a i b [4.3] przedstawiono dwa podstawowe układy tego typu: jeden z wejściem odwracającym, a drugi z wejściem nieodwracającym, zwane konwerterami napięcie-prąd ($U-I$). Prąd I_1 w obu układach określony jest następująco: $I_1 = U_{we}/R_1$. Ten sam prąd płynie również przez rezystor obciążenia umieszczony w pętli sprzężenia zwrotnego. Prąd I_1 jest niezależny od wartości rezystancji obciążenia R_L. Zarówno napięcie źródła sygnału, jak i wzmacniacz operacyjny powinny być tak dobrane, aby mogły dostarczyć odpowiedni prąd obciążenia. Zaletą układu z rys. 4.46b jest duża rezystancja wejściowa, ponieważ wykorzystuje się wejście nieodwracające wzmacniacza operacyjnego.



4.46. Konwertery napięcie-prąd
a — układ z wejściem odwracającym,
b — układ z wejściem nieodwracającym,
c — układ mało obciążający źródło U_{we},
d — układ z uziemionym obciążeniem

Inny układ konwertera $U-I$ przedstawiony jest na rys. 4.46c. Większa część prądu obciążenia dostarczana jest tutaj przez wzmacniacz i tylko niewielka część przez źródło sygnału. Można wykazać, że prąd obciążenia jest równy:

$$I_{wy} = \frac{U_{we}}{R_1}\left(1+\frac{R_2}{R_3}\right) \tag{4.12}$$

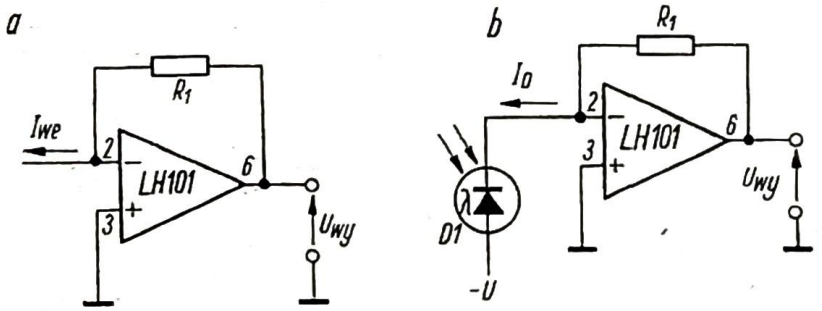
Rezystor R_3 służy do dobrania odpowiedniej wartości prądu obciążenia I_{wy}. W celu zminimalizowania obciążenia źródła sygnału, można dobrać rezystor R_1 o dużej wartości. Wzmacniacz operacyjny dobiera się na pełny przewidywany prąd obciążenia, przy czym powinien on dostarczać napięcie wyjściowe równe:

$$U_{wy\,max} \approx I_{wy\,max}(R_L + R_3) \tag{4.13}$$

Jeśli obciążenie ma być uziemione z jednej strony, to należy zastosować układ przedstawiony na rys. 4.46d. W układzie tym wzmacniacz operacyjny pracuje jak źródło prądowe sterowane napięciem U_{we}. Prąd obciążenia jest równy $I_o = -U_{we}/R_2$ przy $R_3/R_2 = R_F/R_1$. Właściwy dobór tych ostatnich stosunków rezystancji gwarantuje dużą rezystancję wewnętrzną źródła prądowego. Wzmacniacz operacyjny powinien dysponować zakresem napięcia wyjściowego równym co najmniej sumie maksymalnego napięcia na obciążeniu i spadku napięcia na rezystorze R_3. Zwykle wartości rezystorów R_1 i R_2 dobiera się na małe prądy, rezystory R_F i R_3 zaś powinny mieć małe wartości ze względu na zminimalizowanie występujących na nich spadków napięcia.

4.1.12
KONWERTERY PRĄD-NAPIĘCIE

Konwertery prąd-napięcie lub wzmacniacze prądu łatwo realizuje się przy użyciu wzmacniaczy operacyjnych [4.3]. Istnieją dwa sposoby zamiany prądu na napięcie. Pierwszy — polega na zastosowaniu rezystora i wzmocnieniu występującego na nim spadku napięcia, drugi — zakłada zastosowanie wzmacniacza operacyjnego,w którym przetwarzany prąd jest podawany bezpośrednio do wejścia odwracającego. Metoda pośrednia zamiany $I-U$ przy użyciu rezystora jest niewskazana choćby z tego względu, że wzmocnieniu ulega również napięcie niezrównoważenia wzmacniacza — co jest przyczyną pogorszenia dokładności.

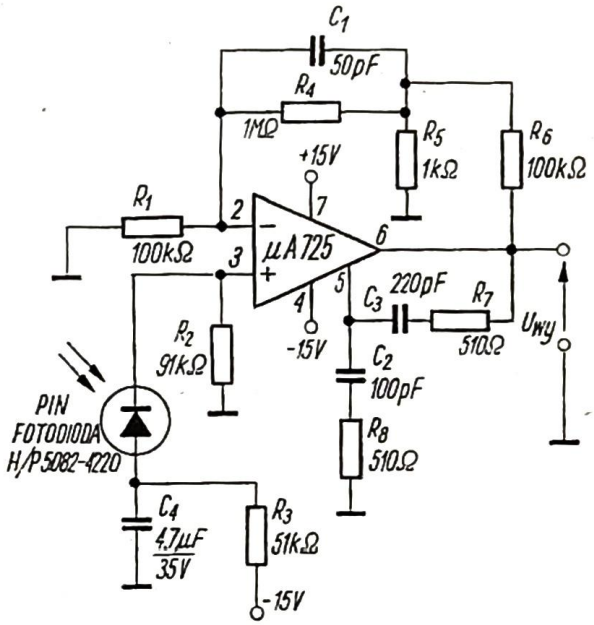


4.47. Konwertery prąd-napięcie (wzmacniacze prądu)
a — układ podstawowy,
b — układ do przetwarzania prądu fotodiody

Używając prostego konwertera $I-U$, przedstawionego na rys. 4.47a, unika się większości kłopotów. Napięcie wyjściowe U_{wy} zmienia się proporcjonalnie do wypływającego prądu wejściowego I_{we}, który jest równy prądowi przepływającemu przez rezystor R_1. Napięcie wyjściowe jest równe: $U_{wy} = -I_{we}R_1$. Jedyny błąd z jakim się należy liczyć przy tego typu konwersji, wynika z istnienia wejściowego prądu polaryzującego, który jest sumowany algebraicznie z prądem wejściowym. Rezystancja wyjściowa konwertera $I-U$ jest bardzo mała, ponieważ układ pracuje prawie ze 100% sprzężeniem zwrotnym.

Na rys. 4.47b pokazano przykład wykorzystania konwertera $I-U$ w układzie zamiany prądu fotodiody na napięcie. Napięcie wyjściowe w tym układzie jest równe: $U_{wy} = -R_1 I_D$, gdzie rezystor R_1 może być dobrany do pożądanego stosunku U_{wy}/I_D [V/mA].

Uproszczony układ wzmacniacza prądu fotodiody PIN [4.18] przedstawiono na rys. 4.48. Fotodioda tego rodzaju jest używana w wielu układach detekcyjnych zamiast dużego, drogiego i wymagającego wysokiego napięcia stałego do zasilania — fotopowielacza. Połączenie fotodiody PIN z precyzyjnym wzmacniaczem operacyjnym μA 725 daje liniowy, niskoszumny układ przy niskich napięciach



4.48. Uproszczony układ wzmacniacza prądu fotodiody PIN

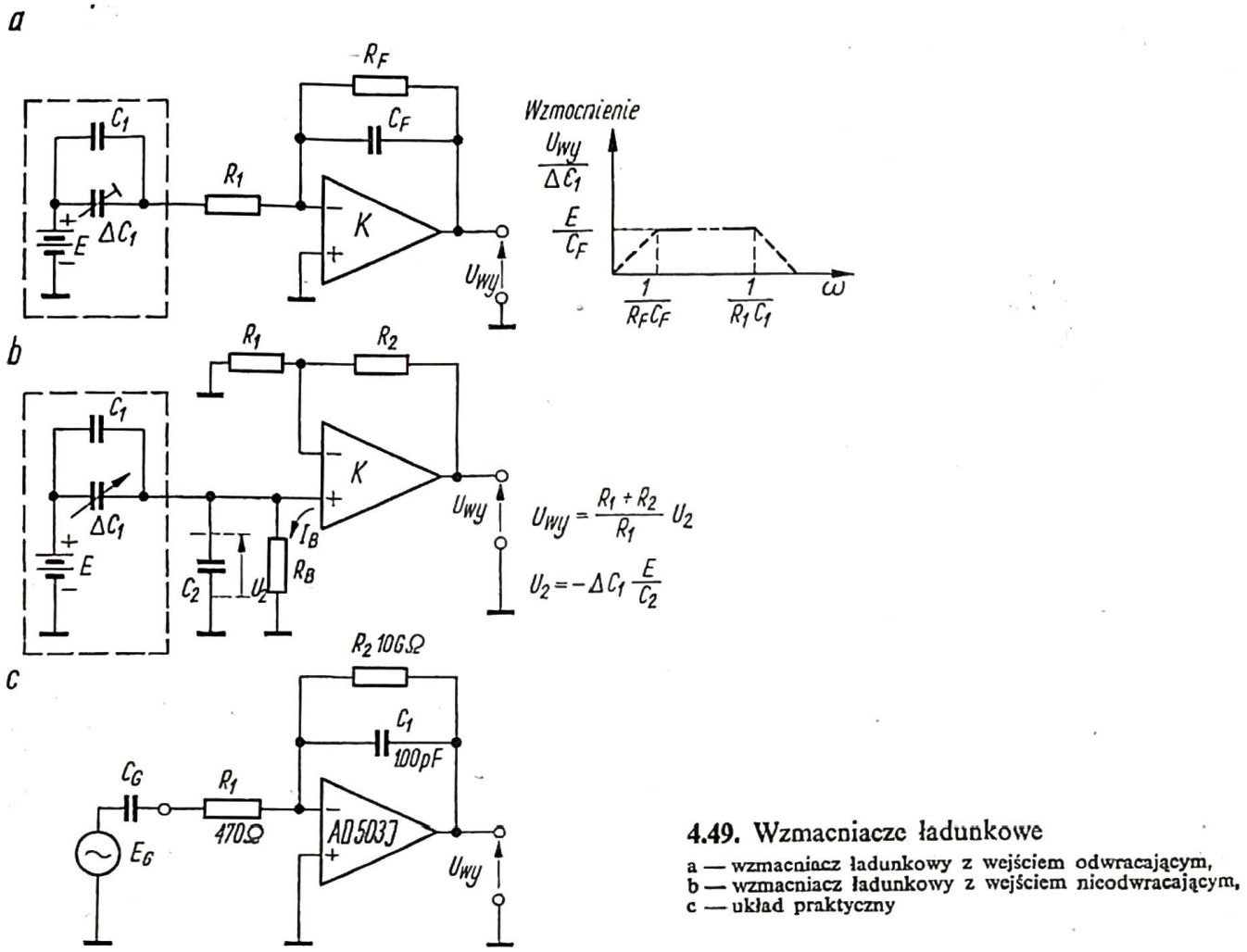
zasilających. Kondensator C_1 ustala szerokość pasma wzmacniacza i jest dobierany w zależności od potrzeby. Fotodioda ma największą czułość dla zakresu widma od około 400 do 1050 milimikronów. Wzmocnienie stałoprądowe układu wynosi 1000. Szerokość 3 dB pasma zawiera się od zera do 2,6 kHz, a ekwiwalentna skuteczna wartość napięcia szumów na wejściu jest równa około 4,2 μV. Rezystory R_1, R_2, R_5 i R_6 powinny być wysokostabilne o tolerancji 1%.

4.1.13
WZMACNIACZE ŁADUNKOWE

Wiele przetworników wielkości fizycznych na napięcie, takich jak np. piezoelektryczne mierniki przyspieszeń, mikrofony i czujniki krystaliczne itd., pracuje na zasadzie zamiany danej wielkości fizycznej w ekwiwalentną zmianę ładunku [4.3]. Taki zastępczy układ przetwornika (źródła) pojemnościowego można przedstawić w postaci źródła napięcia stałego (bateria E) połączonego szeregowo ze zmiennym kondensatorem $(C_1 + \Delta C_1)$.

Na rys. 4.49a i b przedstawiono dwa wzmacniacze ładunkowe: jeden — z wejściem odwracającym i drugi — z wejściem nieodwracającym, sterowane przetwornikiem pojemnościowym (obwiedziony linią przerywaną). Ładunek powstający

na zmiennej pojemności ΔC_1 jest równy: $\Delta q = \Delta C_1 E$. Gdy przetwornik jest połączony do wejścia odwracającego wzmacniacza operacyjnego (rys. 4.49a),



4.49. Wzmacniacze ładunkowe
a — wzmacniacz ładunkowy z wejściem odwracającym,
b — wzmacniacz ładunkowy z wejściem nieodwracającym,
c — układ praktyczny

to ładunek wpływa do pojemności sprzężenia zwrotnego C_F. Wzmacniacz pracuje jako konwerter ładunek-napięcie i zapewnia napięcie wyjściowe proporcjonalne do ΔC_1:

$$U_{wy} = -\Delta C_1 \frac{E}{C_F} \tag{4.14}$$

Jeśli wzmacniacz operacyjny wymaga połączenia stałoprądowego każdego wejścia do masy (aby umożliwić przepływ prądu polaryzującego), to konieczne jest umieszczenie rezystora R_F. Rezystor R_F ogranicza dolną częstotliwość pracy wzmacniacza ładunku. W celu poprawienia stabilności układu i również ze względu na jego zabezpieczenie, stosuje się rezystor R_1. Rezystor ten ogranicza jednak górną częstotliwość pracy układu. Wzmocnienie (lub czułość) wzmacniacza ładunkowego w pasmie przenoszenia jest równe:

$$U_{wy}/\Delta C_1 = -E/C_F \tag{4.15}$$

i może być zmieniane tylko przez dobór wartości kondensatora C_F. Zwykle stosuje się małe wartości C_F, zgodnie z projektowaną charakterystyką częstotli-

wościową układu i rozsądną wartością R_F. W układach wzmacniaczy ładunkowych stosowane są przede wszystkim wzmacniacze operacyjne z wejściami FET, ze względu na bardzo dużą rezystancję wejściową i bardzo mały prąd polaryzujący oraz dużą szerokość pasma. W układzie na rys. 4.49b funkcję pojemności C_F spełnia pojemność C_2, a funkcję rezystora R_F — rezystor R_B.

Praktyczny układ wzmacniacza ładunku [4.19] przedstawiono na rys. 4.49c. W układzie zastosowano wzmacniacz operacyjny typu AD 503 J z wejściami FET firmy Analog Devices. Wzmacniacz pracuje z pojemnościowym sprzężeniem zwrotnym przez kondensator C_1. Układ odznacza się małą rezystancją wyjściową i bardzo dużą rezystancją wejściową, tak że rezystor R_2 włączony równolegle z kondensatorem C_1 i umożliwiający przepływ prądu polaryzującego — ma bardzo dużą wartość, równą 10 GΩ.

Poziom szumów na wyjściu układu jest jednak dość niski, bo wynosi około 5,5 μV wartości skutecznej napięcia w zakresie od 5 Hz do 10 kHz (z kondensatorem $C_G = 100$ pF). Maksymalna dopuszczalna wartość rezystora R_2 jest określona przez dopuszczalne napięcie niezrównoważenia na wyjściu i prąd wejściowy wzmacniacza przy najwyższej temperaturze pracy. Szum w pasmie częstotliwości akustycznych jest minimalny, gdy R_2 ma największą dopuszczalną wartość, ponieważ prąd szumów dostarczany przez R_2 jest odwrotnie proporcjonalny do kwadratowego pierwiastka z rezystancji. Wzmocnienie napięcia szumów jest określone przez wielkość $1/\beta$

$$\frac{1}{\beta} = 1 + \frac{C_G}{C_1} + \frac{C_1}{C_L}$$

gdzie C_L — pojemność kabla dołączonego do wyjścia układu.

Wzmocnienie napięciowe jest określone przez stosunek pojemności C_1 i C_G:

$$\frac{U_{wy}}{E_G} = -\frac{C_G}{C_1} \tag{4.16}$$

i w tym przypadku jest równe jedności. Szerokość 3 dB pasma wynosi 0,16 Hz do 800 kHz. Rezystor R_1 izoluje źródło pojemnościowe od pętli sprzężenia zwrotnego w zakresie częstotliwości megahercowych i redukuje przerzuty.

W układzie wzmacniacza ładunku zamiast wzmacniacza operacyjnego AD 503 J można zastosować wzmacniacz μA 740 firmy Fairchild.

4.2
WZMACNIACZE OPERACYJNE W UKŁADACH NIELINIOWYCH

Wiele interesujących zastosowań wzmacniaczy operacyjnych wymaga użycia nieliniowych układów sprzężenia zwrotnego. Przez zastosowanie takich układów, wzmacniacz ze sprzężeniem zwrotnym może być użyty do aproksymacji krzywych przenoszenia, linearyzacji, ograniczania amplitudy sygnałów, wykonywania operacji matematycznych itd. W większości, nieliniowe charakterystyki układów sprzężenia zwrotnego to charakterystyki złączy półprzewodnikowych diod, diod Zenera i tranzystorów.

4.2.1
OGRANICZNIKI NAPIĘCIA ZE SPRZĘŻENIEM ZWROTNYM

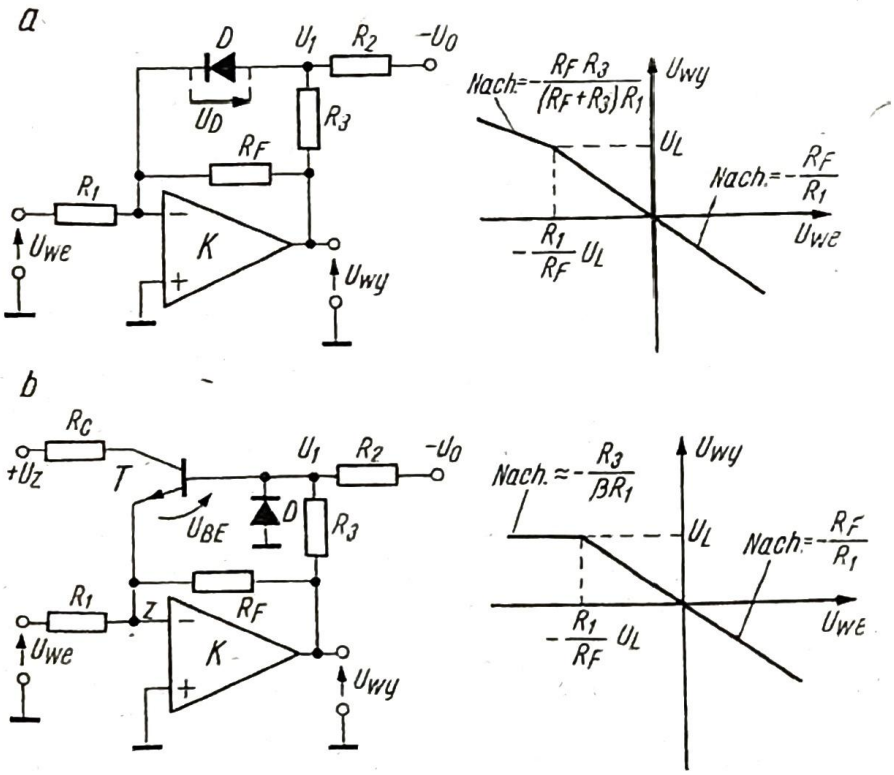
Układy ograniczające i obcinające należą do grupy układów kształtujących przebiegi napięciowe. Ich zadaniem jest uzyskiwanie przebiegów prostokątnych przez usunięcie górnej lub dolnej części przebiegu wejściowego. Ograniczenie i obcinanie można uzyskać za pomocą diod półprzewodnikowych lub tranzystorów.

Najbardziej rozpowszechnione są podstawowe ograniczniki diodowe [4.3], [4.20].

Wadą prostych układów ograniczników diodowych jest ich stosunkowo mała skuteczność, gdyż dioda nie ma zerowej rezystancji przy przewodzeniu i nie ma nieskończenie dużej rezystancji w kierunku zaporowym.

Lepsze rezultaty osiąga się w układach, w których diody wykorzystuje się jako elementy sprzężenia zwrotnego. Są to tzw. ograniczniki ze sprzężeniem zwrotnym, przy czym rozróżnia się trzy grupy tych układów: ze zmianą stosunku rezystancji, z diodami Zenera i dokładne ograniczniki.

W ogranicznikach ze sprzężeniem zwrotnym, szeregowy lub równoległy układ ograniczający zapewnia skokową zmianę współczynnika sprzężenia zwrotnego i w następstwie tego — wzmocnienia wzmacniacza z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego. Układ ogranicznika przedstawiony na rys. 4.50a, pracujący



4.50. Ograniczniki diodowe ze sprzężeniem zwrotnym
a — ogranicznik z diodą,
b — ogranicznik z tranzystorem

ze zmianą stosunku rezystancji, zawiera prosty szeregowy ogranicznik diodowy. Dioda D zaczyna przewodzić, gdy napięcie U_1 przekroczy wartość napięcia U_D potrzebnego do przewodzenia diody. Napięcie wyjściowe jest wtedy ograniczone do wartości:

$$U_L = \frac{R_3}{R_2} U_0 + \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) U_D \qquad (4.17)$$

Wzmocnienie przed ograniczeniem jest równe: $-R_F/R_1$, a po ograniczeniu:

$$-\frac{R_F R_3}{(R_F+R_3)R_1}$$

Nachylenie charakterystyki przenoszenia lub wzmocnienie w obszarze ograniczanym może zbliżyć się do zera, jeżeli $R_3 \ll R_1$. Tak małe wartości R_3 są jednak niepraktyczne.

Układ przedstawiony na rys. 4.50b zapewnia nachylenie w obszarze ograniczanym bardzo bliskie zeru. Dodanie tranzystora T pozwala uzyskać konieczny prąd wpływający do węzła Z, nawet przy względnie małym prądzie bazy dostarczanym przez R_3. Całkowity prąd w węźle sumacyjnym Z pozostaje równy zeru, zarówno przed, jak i po pojawieniu się ograniczenia. Dioda D zabezpiecza złącze emiter-baza tranzystora przed zwrotnym przebiciem. Napięcie przy ograniczeniu jest w tym przypadku równe:

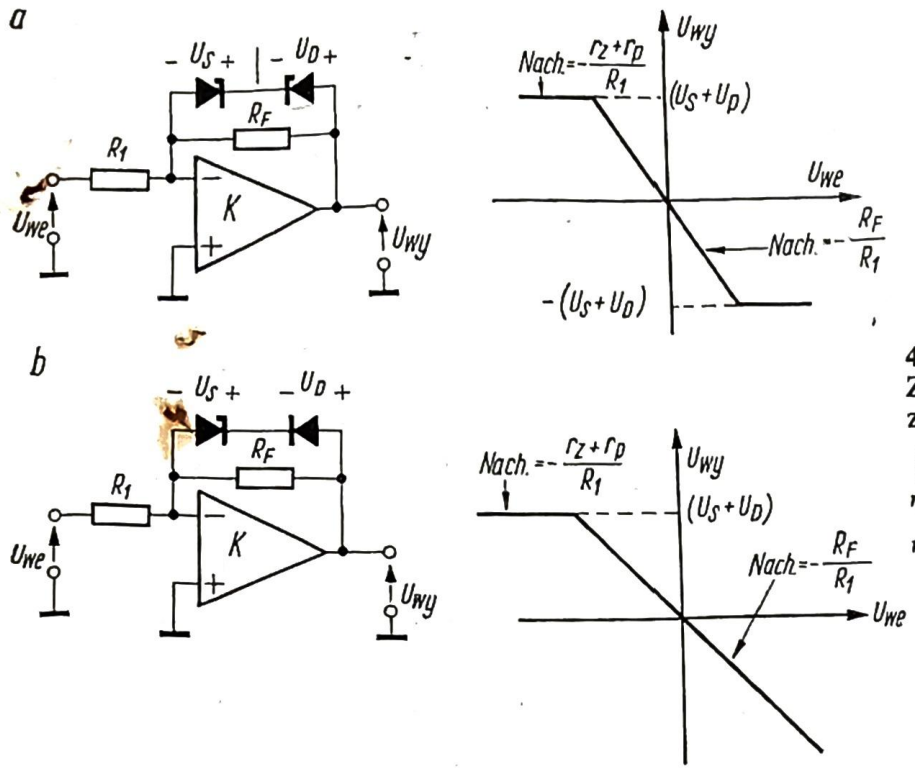
$$U_L = \frac{R_3}{R_2}U_o + \left(1+\frac{R_3}{R_2}\right)U_{BE} \tag{4.18}$$

W obu przedstawionych na rys. 4.50 układach łatwo jest zmienić poziom ograniczenia. Gdy potrzebne jest mniej dokładne ograniczenie, to wystarczający jest układ z rys. 4.50a, a w przypadku ostrzejszych warunków należy stosować układ z rys. 4.50b. Wadami obu układów są: zależność napięć U_D i U_{BE} od temperatury, brak możliwości ograniczania napięć mniejszych niż U_D lub U_{BE}. Zaletą układów jest jednak duża szybkość pracy.

Ograniczniki z diodami Zenera w pętli sprzężenia zwrotnego przedstawione są na rys. 4.51a i b. Wartości napięć, przy których występuje ograniczenie, ustalone są przez napięcie Zenera i spadek napięcia U_D na przewodzącej diodzie. Układy działają prawidłowo, gdy rezystancja diod w kierunku przewodzenia r_p jest pomijalna w porównaniu z R_F, rezystancja zaś w kierunku zaporowym — dużo większa od R_F. Diody Zenera dobierane do ograniczania powinny mieć małą rezystancję dynamiczną r_z, aby uniknąć zniekształceń charakterystyki w miejscu ograniczania.

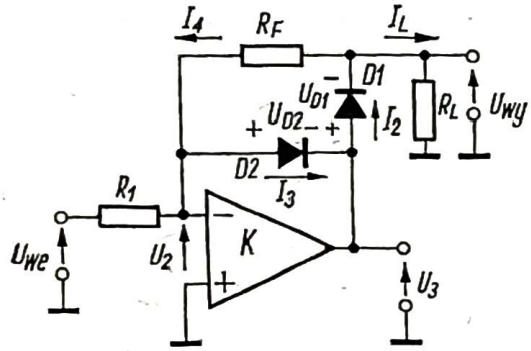
Wiadomo, że diody, diody Zenera i tranzystory mają skończoną rezystancję i nieliniowe oraz zależne od temperatury charakterystyki przełączania. Jest to przyczyną „zaokrąglenia" charakterystyki ograniczania, tzn. nie ma ściśle określonego punktu załamania takiej charakterystyki. Układy, których charakterystyki ograniczania są w dużym stopniu zbliżone do charakterystyki idealnej (o ostrym załamaniu), są nazywane dokładnymi ogranicznikami. Układ przedstawiony na rys. 4.52 jest ogranicznikiem tego typu. Duże wzmocnienie wzmacniacza operacyjnego z otwartą pętlą pozwala zredukować efekt nieliniowości diody i jej wrażliwości temperaturowej. Jak wiadomo, zależność prądowo-napięciowa w diodach ma postać:

$$U_D = U_T \cdot \ln\frac{I_D - I_o}{I_o} \tag{4.19}$$

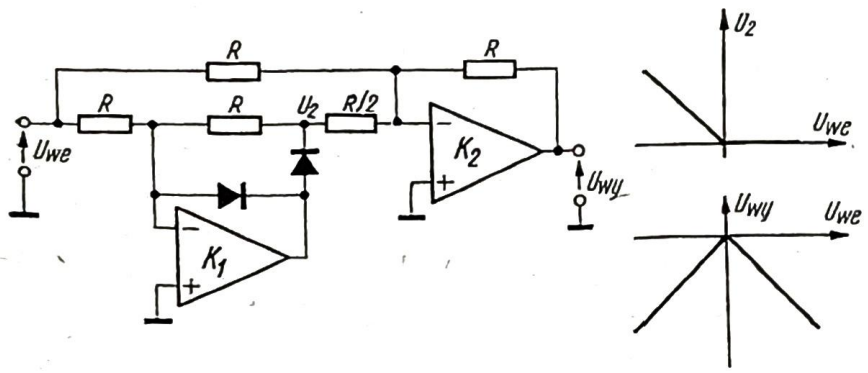


4.51. Ograniczniki z diodami Zenera w pętli sprzężenia zwrotnego

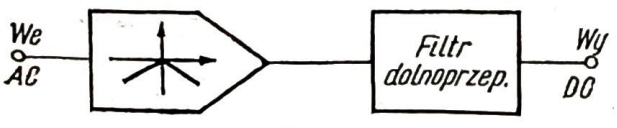
a — ogranicznik dwukierunkowy,
b — ogranicznik jednokierunkowy,
r_z — rezystancja dynamiczna diody Zenera,
r_p — rezystancja dynamiczna diody zwykłej i diody Zenera spolaryzowanych w kierunku przewodzenia



4.52. Dokładny ogranicznik diodowy



4.53. Układ do określania modułu



4.54. Konwerter napięcia AC—DC

gdzie:

U_D — napięcie na diodzie,

$U_T = \frac{kT}{q} \approx 26$ mV w temperaturze pokojowej,

I_D — prąd diody,

I_o — zwrotny prąd nasycenia diody.

Dla diod krzemowych przyjmuje się, że napięcie U_D ma typową wartość równą 0,6 V przy prądzie $I_D = 1$ mA.

Jeśli $U_3 > 0$ ($U_{we} < 0$), to prąd I_3 będzie równy zeru, ponieważ $U_2 = 0$ i dioda *D2* jest zwrotnie spolaryzowana. Z tego względu całkowity prąd wejściowy płynie przez rezystor R_F, dając na wyjściu napięcie:

$$U_{wy} = -R_F I_4 = -\frac{R_F}{R_1} U_{we}; \quad U_{we} < 0 \tag{4.20}$$

Uwzględniając skończoną wartość wzmocnienia i nieliniowość diody, napięcie wyjściowe można wyrazić wzorem:

$$U_{wy} = -\frac{\frac{R_F}{R_1} U_{we}}{1 - \frac{1}{K\beta}\left[1 + \frac{U_{D1}}{U_3}\right]} \tag{4.21}$$

gdzie

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_F}.$$

Widać więc, że spadek napięcia na przewodzącej diodzie $U_{D1} = f(I_2)$ jest zredukowany przez wzmocnienie w pętli $K\beta$ układu z zamkniętą pętlą. Wtedy, to „zaokrąglenie" charakterystyki ograniczania w obszarze jej załamania w zasadniczy sposób maleje.

Jeśli $U_3 < 0$, to dioda *D1* przestaje przewodzić i cały prąd wejściowy płynie przez diodę *D2*. Napięcie wyjściowe przy uwzględnieniu skończonego wzmocnienia i nieliniowości diody jest równe:

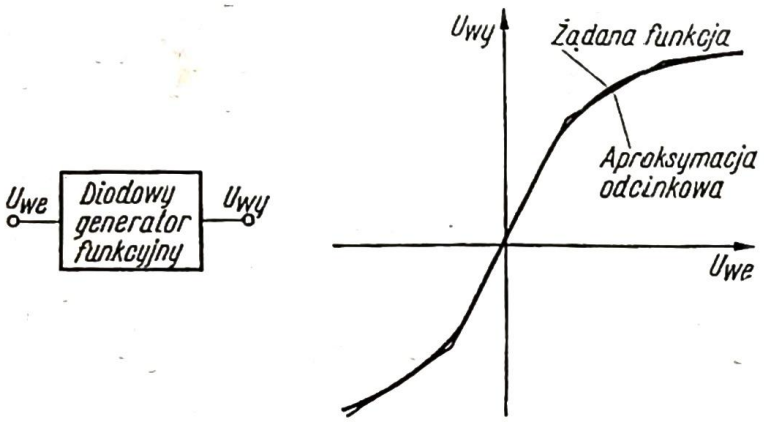
$$U_{wy} \approx -\frac{U_2}{K} \cdot \frac{R_L}{R_F + R_L}; \quad U_{we} > 0. \tag{4.22}$$

Napięcie to jest bardzo małe, mniejsze niż napięcie niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego. W tych warunkach dokładny ogranicznik zapewnia dobrą aproksymację diody idealnej, redukując nieliniowość diody, wrażliwość na temperaturę i spadek napięcia przy przewodzeniu przez czynnik równy wzmocnieniu w pętli wzmacniacza.

Na rys. 4.53 i rys. 4.54 pokazano zastosowanie dokładnego ogranicznika w układzie do określania modułu napięcia oraz ten sam układ w połączeniu z filtrem dolnoprzepustowym — jako dokładny konwerter napięcia zmiennego na stałe (AC—DC).

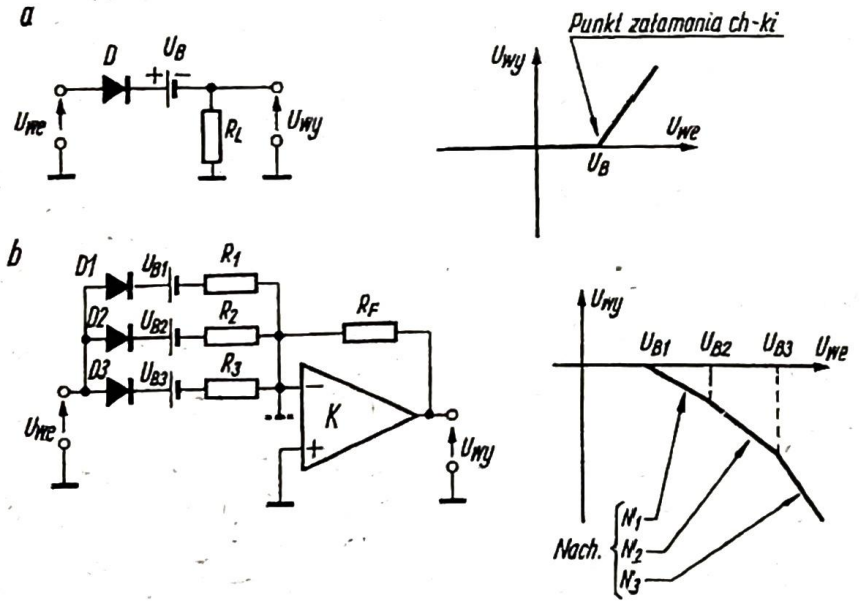
4.2.2
DIODOWE GENERATORY FUNKCYJNE

Jak wspomniano na wstępie, możliwa jest aproksymacja funkcji nieliniowych za pomocą wzmacniaczy operacyjnych z odpowiednim układem sprzężenia zwrotnego. Ogólnie stosowana metoda generacji takich funkcji polega na zastosowaniu liniowej aproksymacji odcinkowej do żądanego przebiegu (rys. 4.55) [4.3]. Dokładność tego rodzaju aproksymacji jest określona przez liczbę



4.55. Metoda aproksymacji odcinkowej żądanej funkcji nieliniowej

zastosowanych odcinków. Całą krzywą w postaci linii łamanej tworzy się przez sumowanie poszczególnych odcinków wytwarzanych oddzielnie, tzn. każdy z odcinków ma odpowiednie napięcie określające punkt załamania i nachylenie. Układ, który służy do wytwarzania przebiegów (krzywych) aproksymowanych, nazywany jest d i o d o w y m g e n e r a t o r e m f u n k c y j n y m. Podstawowym elementem takiego generatora jest prosty ogranicznik diodowy, przed-



4.56. Wytwarzanie krzywej łamanej
a — elementarnego odcinka,
b — sumowanie trzech odcinków

stawiony na rys. 4.56a, używany do wytwarzania jednego odcinka prostego. Bez zewnętrznego napięcia polaryzującego U_B, punkt przegięcia (załamania) charakterystyki leży w początku układu współrzędnych. Nachylenie charakterystyki zależy od współpracującego z diodą rezystora R_L. Otrzymane w ten spo-

sób odcinki, o odpowiednio przesuniętym punkcie przegięcia i nachyleniu, są następnie sumowane we wzmacniaczu operacyjnym (rys. 4.56b). Rezystor R_F pozwala na dobranie odpowiedniej skali. Nachylenia odcinków z rys. 4.56b są następujące:

$$N_1 = -R_F/R_1; \quad N_2 = -\left(\frac{R_F}{R_1}+\frac{R_F}{R_2}\right); \quad N_3 = -\left(\frac{R_F}{R_1}+\frac{R_F}{R_2}+\frac{R_F}{R_3}\right)$$

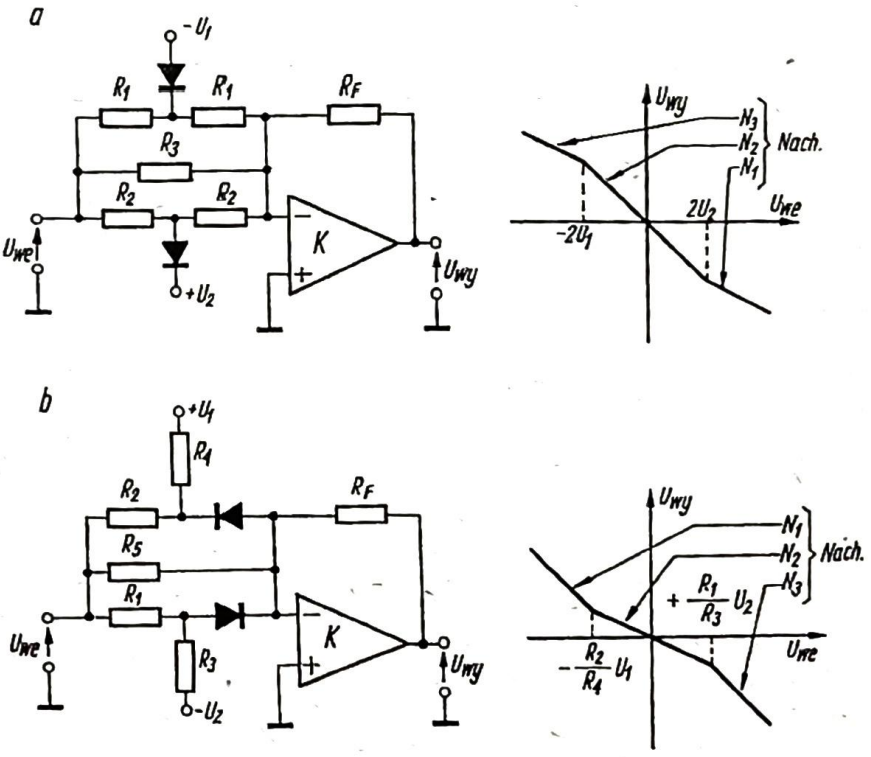
Bardziej praktyczne znaczenie przy generacji krzywej o określonym kształcie mają ograniczniki szeregowe i równoległe, przedstawione na rys. 4.57. Odpowiednie nachylenia odcinków wynoszą dla charakterystyki z rys. 4.57a:

$$N_1 = -\left(\frac{R_F}{2R_1}+\frac{R_F}{R_3}\right); \; N_2 = -\left(\frac{R_F}{2R_1}+\frac{R_F}{2R_2}+\frac{R_F}{R_3}\right); \; N_3 = -\left(\frac{R_F}{2R_2}+\frac{R_F}{R_3}\right)$$

a dla charakterystyki z rys. 4.57b

$$N_1 = -\left(\frac{R_F}{R_2}+\frac{R_F}{R_5}\right); \quad N_2 = -\frac{R_F}{R_5}; \quad N_3 = -\left(\frac{R_F}{R_1}+\frac{R_F}{R_5}\right)$$

Należy zaznaczyć, że każdy z układów przedstawionych na rys. 4.57 może być reprezentowany przez nieliniową konduktancję przejściową.

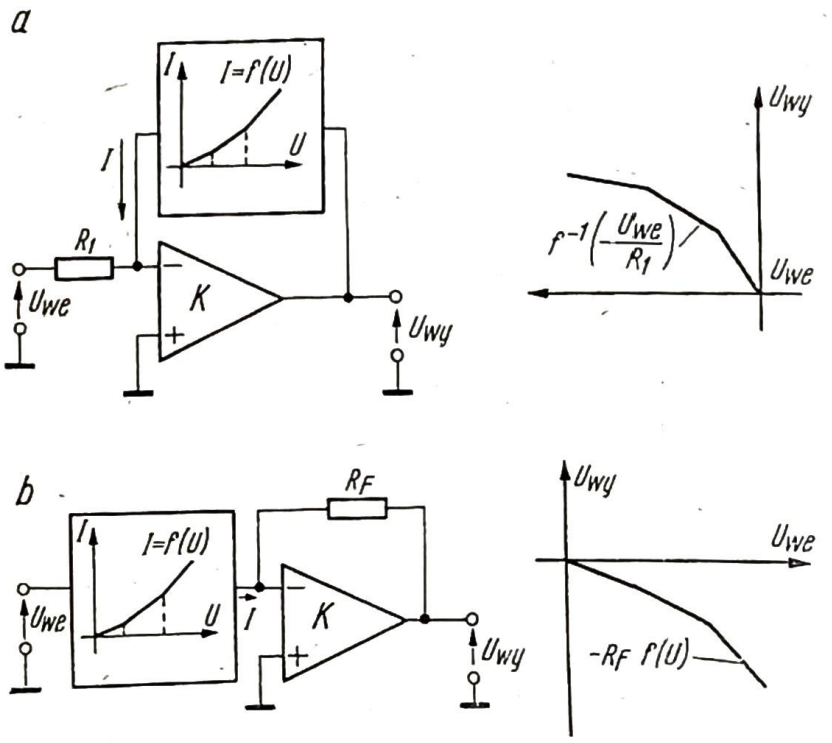


4.57. Układy diodowych generatorów funkcyjnych
a — metoda ograniczania równoległego, b — metoda ograniczania szeregowego

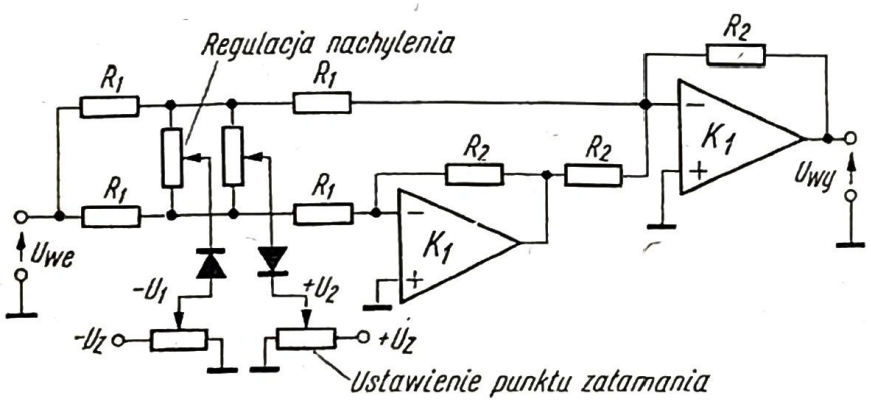
Jeśli diodowy generator funkcyjny zostanie użyty np. jako układ sprzężenia zwrotnego — co pokazano na rys. 4.58a, to można otrzymać funkcję odwrotną, może być też włączony jako nieliniowa konduktancja przejściowa (rys. 4.58b).

Bardziej uniwersalny do aproksymacji funkcji nieliniowych jest układ przedstawiony na rys. 4.59. Jest to diodowy generator funkcyjny typu równoległego

o zmiennych parametrach, gdzie zarówno położenie punktów przegięcia, jak i nachylenia odcinków są osobno dobierane. W układzie tym nachylenia odcinków mogą być dodatnie, ujemne lub zero.



4.58. Diodowy generator funkcyjny zastosowany do inwersji funkcji
a — jako element sprzężenia zwrotnego,
b — jako nieliniowa konduktancja przejściowa



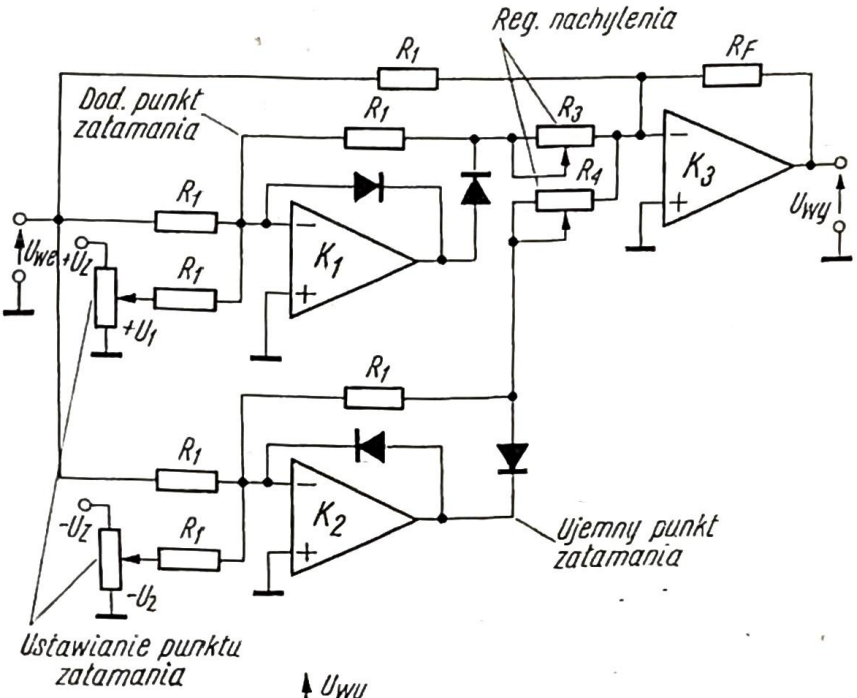
4.59. Diodowy generator funkcyjny o zmiennych parametrach

Inną wersją diodowego generatora funkcyjnego jest układ z dokładnymi ogranicznikami, który przedstawiono na rys. 4.60. Generator ma możliwość symulowania charakterystyk diod idealnych i może być użyty do wytwarzania odcinków liniowych, których punkty przegięcia są dokładnie znane i niezależne od temperatury. W tym przypadku, każdy punkt przegięcia wymaga zastosowania osobnego wzmacniacza operacyjnego, co daje ostre załamania krzywych.

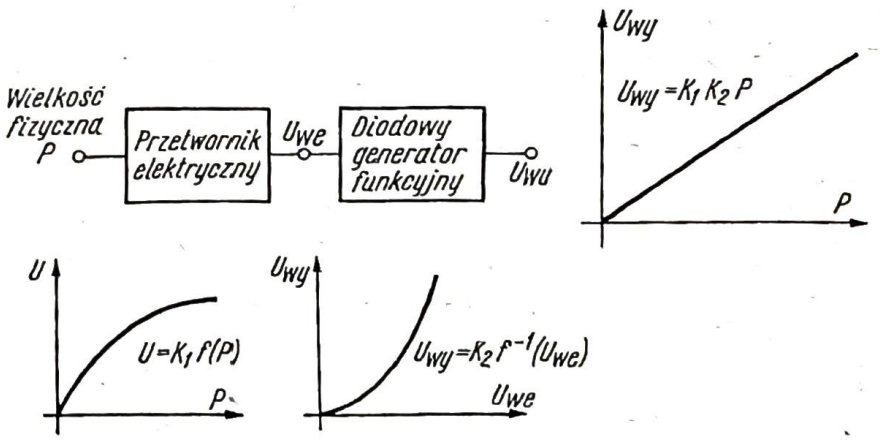
W omawianym układzie zmiany termiczne napięcia na diodach nie wpływają na całkowity dryf układu, który jest uwarunkowany dryfem napięcia wejściowego wzmacniaczy operacyjnych, mniejszym co najmniej o dwa rzędy wielkości od dryfu diod nieskompensowanych. Tego typu generatory funkcyjne mimo swych zalet są ze względu na dość duży koszt rzadko stosowane.

Jednym z możliwych zastosowań diodowych generatorów funkcyjnych jest linearyzacja charakterystyk pewnych elementów [4.50], jak np.: termopar, termistorów, przetworników wielkości fizycznych na elektryczne itd. Nieliniowość

charakterystyki wyjściowej takiego przetwornika jest kompensowana nieliniowością odpowiedniej funkcji, wytworzonej przez generator, tak że wypadkowa charakterystyka staje się liniowa. Takie właśnie zastosowanie diodowego generatora funkcyjnego ilustruje rys. 4.61.



4.60. Diodowy generator funkcyjny z dokładnymi ogranicznikami

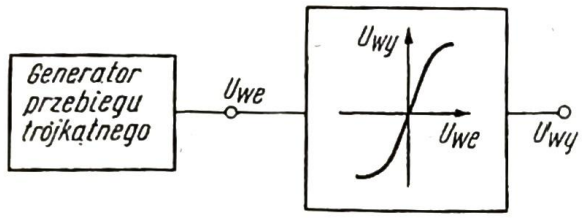


4.61. Linearyzacja charakterystyki przetwornika elektrycznego wielkości fizycznej za pomocą diodowego generatora funkcyjnego

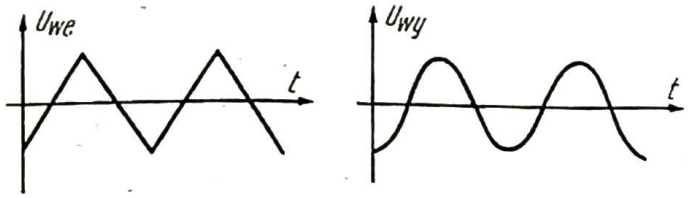
Kolejną dziedziną zastosowań diodowych generatorów funkcyjnych jest generacja przebiegów. Na rys. 4.62 przedstawiono generator przebiegu trójkątnego, z którego przebieg trójkątny jest przepuszczany przez generator diodowy o odpowiedniej charakterystyce. W rezultacie na wyjściu uzyskuje się przebieg sinusoidalny. Metoda generacji przebiegów za pomocą diodowych generatorów

funkcyjnych jest szczególnie przydatna do wytwarzania przebiegów wolnozmiennych.

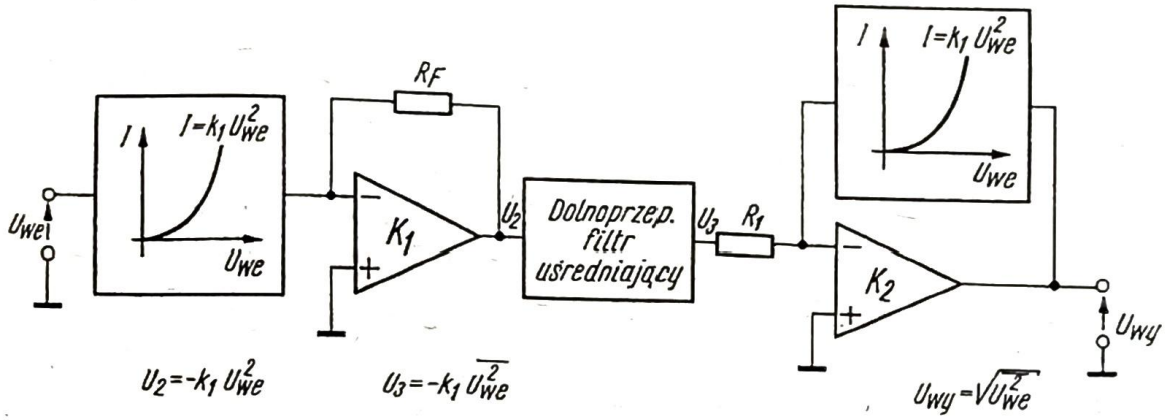
Również takie funkcje jak funkcja kwadratowa czy pierwiastek kwadratowy mogą być aproksymowane metodą odcinków liniowych. Konstruowanie diodowych generatorów funkcyjnych dla takich funkcji, o dobrej dokładności, jest



4.62. Zastosowanie diodowego generatora funkcyjnego do generowania przebiegu sinusoidalnego



4.63. Zastosowanie funkcji kwadratowej do określania pierwiastka kwadratowego z wartości średniej kwadratu napięcia



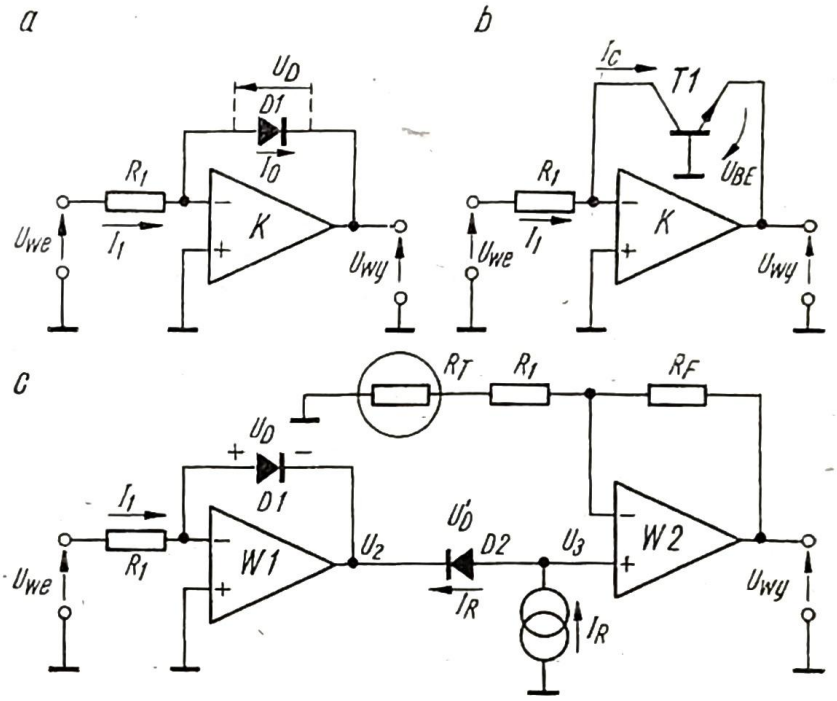
niezwykle pracochłonne, wymaga dużej liczby odcinków i żmudnej regulacji. Jednak mimo trudności projektowych, tego rodzaju generatory są stosowane i przykładem tego jest układ podany na rys. 4.63. Tego typu układ jest stosowany przy określaniu właściwości szumowych układów i służy do obliczania pierwiastka kwadratowego z wartości średniej kwadratu napięcia.

4.2.3
WZMACNIACZE LOGARYTMUJĄCE

Układy ograniczników napięcia i diodowych generatorów funkcyjnych omówione poprzednio, których jednym z podstawowych elementów jest dioda, wymagały takich jej własności, aby pozwalały one na swobodne przełączanie dużych sygnałów.

Wzmacniacze logarytmujące, zbudowane ze wzmacniaczy operacyjnych i diod lub tranzystorów bipolarnych jako elementów sprzężenia zwrotnego, nie stawiają podobnego co powyższe układy wymagania, są proste i znalazły szerokie zastosowanie w maszynach analogowych, elektronice jądrowej itd.

Wzmacniacze logarytmujące [4.3], [4.52] wykorzystują nieliniową zależność prądowo-napięciową złącza *p-n* w kierunku przewodzenia. Może to być zależność między prądem diody I_D i napięciem występującym na diodzie U_D (rys.



4.64. Proste układy wzmacniaczy logarytmujących
a — z diodą w obwodzie sprzężenia zwrotnego,
b — z tranzystorem bipolarnym w obwodzie sprzężenia zwrotnego,
c — wzmacniacz skompensowany temperaturowo

4.64a) lub prądem kolektora I_C tranzystora bipolarnego a napięciem baza-emiter U_{BE} (rys. 4.64b). Załóżmy, że do obwodu sprzężenia zwrotnego włączono diodę. Jeśli ograniczy się obszar pracy diody, tak że $U_D > 4\,kT/q$, to dobrym przybliżeniem zależności prądowo-napięciowej diody będzie równanie:

$$U_D = U_T(\ln I_D - \ln I_o) \tag{4.23}$$

Przyjmując, że $I_1 = U_{we}/R_1$ oraz $I_1 = I_D$, można powyższe równanie przepisać następująco:

$$U_D = U_T\left(\ln\frac{U_{we}}{R_1} - \ln I_o\right)$$

Jak widać, napięcie wyjściowe wzmacniacza jest logarytmiczną funkcją napięcia wejściowego:

$$U_{wy} = -U_D = -U_T\left(\ln\frac{U_{we}}{R_1} - \ln I_o\right) \tag{4.24}$$

Jak już wspomniano, do przetwarzania sygnałów w postać logarytmiczną można wykorzystać w układzie sprzężenia zwrotnego zwykłą diodę półprzewodnikową, specjalną diodę o ściśle logarytmicznej charakterystyce, tranzystor bipolarny o małym prądzie wstecznym lub też diodowy generator funkcyjny, aproksymujący charakterystykę wykładniczą. We wzmacniaczach logarytmujących wyższej klasy kompensowanych termicznie najczęściej stosuje się krzemowe pary tranzystorowe o bardzo małych prądach wstecznych, co pozwala

przy zachowaniu 1% dokładności na zmianę prądu kolektora nawet w zakresie do 10 dekad. Na przykład, firma Intersil podaje, że stosując wzmacniacz operacyjny z wejściami FET typu 8007 i tranzystor IT 120, są możliwe zmiany prądu kolektora w zakresie 10 dekad [4.21], [4.51], od 0,1 pA do 1 mA. W dolnym końcu zakresu dokładność układu zależy przede wszystkim od możliwości wzmacniacza, a wzmacniacz 8007 ma prądy polaryzujące rzędu pikoamperów — dzięki czemu możliwa jest taka liczba dekad.

Omawiając zasadę działania wzmacniaczy logarytmujących nie można pominąć wpływu temperatury na parametry wzmacniacza. Ze wzrostem temperatury występują dwa niezależne efekty, które mają wpływ na napięcie wyjściowe: zmiana czynnika skalującego U_T oraz zmiana składnika $U_T \ln I_o$. Kompensacja tych zmian jest możliwa w układzie przedstawionym na rys. 4.64c. Prąd nasycenia I_o jest zredukowany przez zastosowanie źródła prądowego oraz diody *D2*. Źródło prądowe wymusza stały prąd I_R płynący przez diodę *D2*, pod wpływem którego powstaje spadek napięcia U_D'. Jeśli diody *D1* i *D2* są starannie dobrane, tak że wartości U_T oraz I_o dla obu diod będą jednakowe, to wtedy zostaje wyeliminowany składnik $\ln I_o$ z wyrażenia na napięcie U_3:

$$U_3 = U_2 + U_D' = -U_T\left(\ln\frac{U_{we}}{R_1} - \ln I_o - \ln I_R + \ln I_o\right) = -U_T \ln\frac{U_{we}}{R_1 I_R}$$

Zależność temperaturowa czynnika skalującego U_T może być skompensowana we wzmacniaczu wyjściowym *W2* przez uzależnienie jego wzmocnienia od temperatury. Osiąga się to przez umieszczenie w obwodzie sprzężenia zwrotnego rezystora R_T, którego rezystancja zależy od temperatury. Napięcie wyjściowe jest wtedy równe:

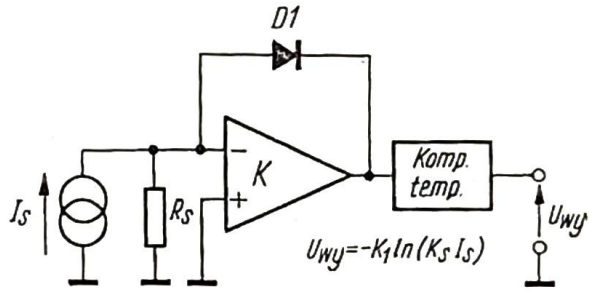
$$U_{wy} = -\frac{R_F + R_1 + R_T}{R_1 + R_T} U_T \ln\frac{U_{we}}{R_1 I_R} = K_1 \ln(k_2 U_{we}) \tag{4.25}$$

Wzmocnienie wzmacniacza *W2* określa stałą K_1, wartości zaś I_R oraz R_1 określają stałą K_2. Obie stałe określają zakres napięcia wejściowego sterującego wzmacniacza *W2*.

Zakres dynamiczny wzmacniacza opisywanego typu jest ograniczony kilkoma czynnikami. Typowa dioda powszechnego użytku *D1* pozwala na zmianę prądu I_D w zakresie nie więcej niż sześciu dekad, aby została zachowana logarytmiczna zależność U_D od I_D. Prąd I_D składa się nie tylko z prądu sygnału wejściowego, ale także z wejściowego prądu polaryzującego, prądu szumów wzmacniacza operacyjnego, prądu generowanego przez wejściowe napięcie niezrównoważenia i wejściowe napięcie szumów. Jeśli maksymalny dopuszczalny prąd płynący przez diodę wynosi 1 mA (ze względu na dokładność logarytmowania), to R_1 powinien mieć wartość 10 kΩ — jeżeli maksymalne napięcie wejściowe wynosi 10 V. Zakładając, że dysponuje się wzmacniaczem operacyjnym o wejściowym prądzie niezrównoważenia równym 10 nA i wejściowym napięciu niezrównoważenia 1 mV, uzyskuje się dynamiczny zakres sygnału wejściowego przy jednoprocentowej dokładności od 100 mV do 10 V (czyli 40 dB). Ograniczenie dynamiki jest tutaj wprowadzone przez napięcie niezrównoważenia. W celu

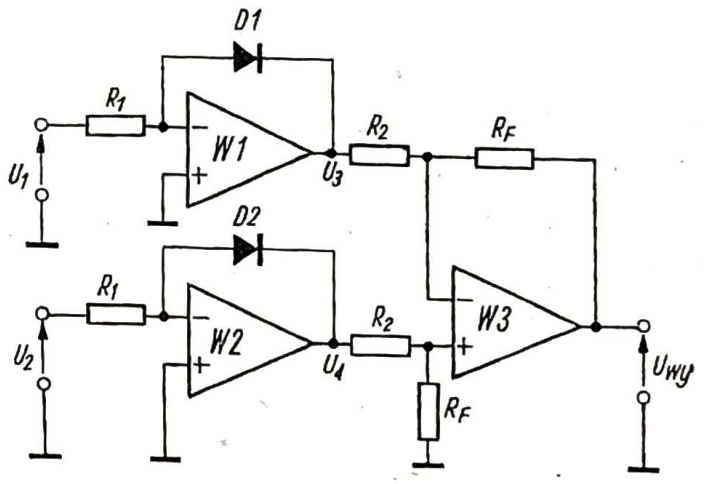
uzyskania zakresu dynamicznego 80 dB przy 1% dokładności, całkowity błąd spowodowany prądem niezrównoważenia powinien być mniejszy od 1 nA, a wejściowe napięcie niezrównoważenia musi być mniejsze niż 10^{-9} A · $10^4\Omega$ = 10 μV. To są dość trudne warunki do spełnienia, szczególnie jeśli chodzi o zachowanie dobrej stabilności temperaturowej i długoczasowej wzmacniacza logarytmującego. Jak już wspomniano, tylko wzmacniacze operacyjne z wejściami typu FET dają prądy polaryzujące rzędu kilku pikoamperów.

Powyższe trudności nie mają tak istotnego znaczenia, jeśli źródło sygnału jest źródłem prądowym o dużej rezystancji wewnętrznej. Wzmacniacz logarytmujący staje się wówczas konwerterem logarytmicznym prąd-napięcie, który przedstawiony jest na rys. 4.65. W takim układzie, prąd sygnału wejściowego



4.65. Konwerter logarytmiczny prąd-napięcie

płynie przez diodę sprzężenia zwrotnego, wytwarzając napięcie proporcjonalne do logarytmu prądu wejściowego. Jeżeli rezystancja źródła sygnału jest bardzo duża, to efektywne wzmocnienie napięciowe układu jest bardzo małe i napięcie niezrównoważenia oraz napięcie szumów wzmacniacza nie są tak krytycznymi źródłami błędów jak poprzednio. W tym przypadku zasadniczymi źródłami błędów są prąd polaryzujący i prąd szumów, które przy zastosowaniu wzmacniacza z wejściami typu FET są bardzo małe.



4.66. Wzmacniacz logarytmujący stosunku napięć

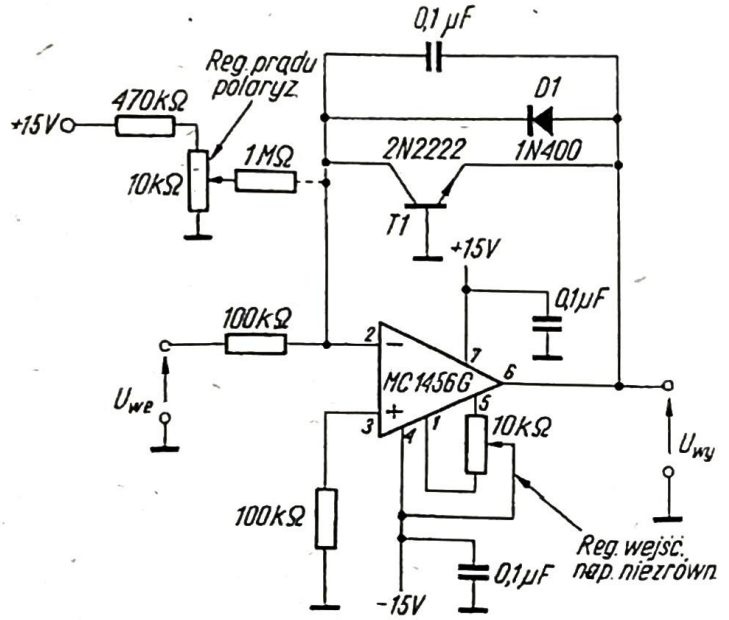
Wzmacniacze logarytmujące podane na rys. 4.64 i rys. 4.65 — co jest sprawą istotną — muszą mieć podawane sygnały wejściowe o jednakowej polarności. Sygnały mogą być jednak w zależności od biegunowości włączenia diod lub zmiany tranzystora *n-p-n* na *p-n-p* — dodatnie lub ujemne.

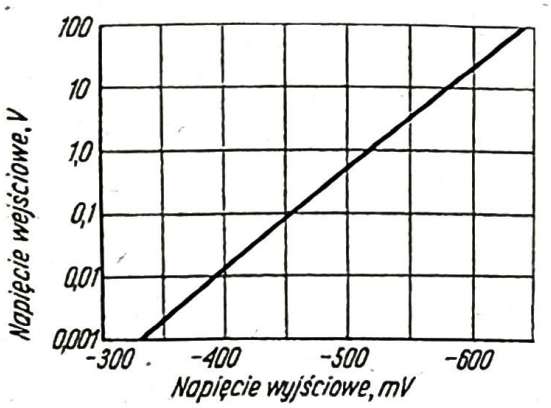
Inną wersją wzmacniacza logarytmującego jest układ podany na rys. 4.66. Jest to układ, który na wyjściu daje sygnał proporcjonalny do logarytmu ze sto-

sunku dwóch napięć wejściowych. Napięcia wejściowe U_1 i U_2 są logarytmowane i podawane na wejście wzmacniacza różnicowego *W3*. W układzie wzmacniającym *W3*, napięcia U_3 i U_4 są odejmowane od siebie, a składniki $U_T \ln I_o$ kompensują się. Napięcie na wyjściu wzmacniacza różnicowego *W3* jest równe:

$$U_{wy} = \frac{R_F}{R_2}(U_4 - U_3) = \frac{R_F}{R_2} U_T \ln \frac{U_1}{U_2} \tag{4.26}$$

Czynnik U_T w powyższym wyrażeniu może być kompensowany, jeśli iloraz rezystancji R_F/R_2 będzie zmieniał się podobnie co do wartości, lecz w odwrotnym kierunku.





4.67. Wzmacniacz logarytmujący
a — układ ideowy,
b — charakterystyka przenoszenia

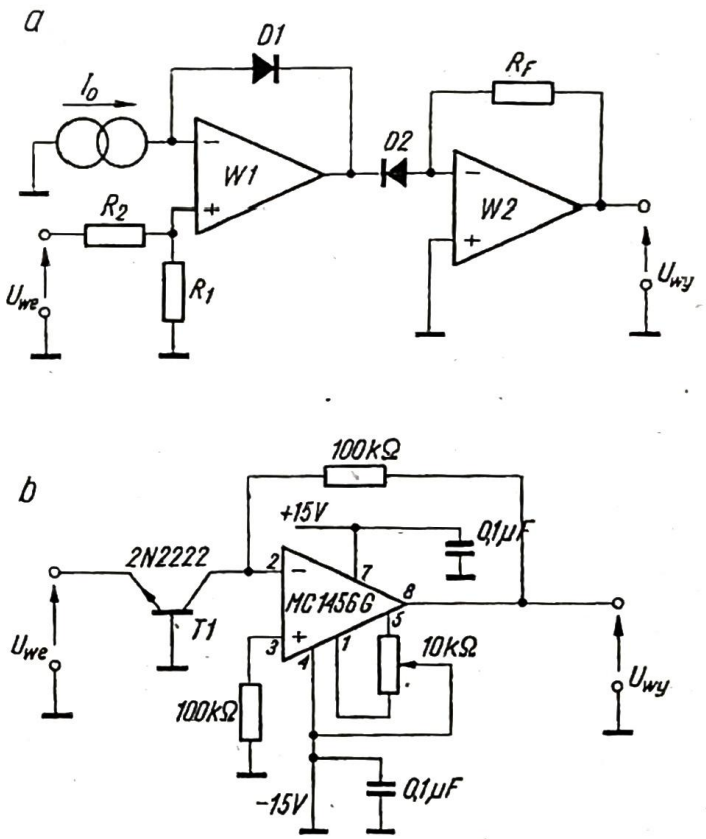
Na rys. 4.67a podano konkretny układ wzmacniacza logarytmującego firmy Motorola [4.22] z tranzystorem 2N 2222 w obwodzie sprzężenia zwrotnego. Charakterystyka przenoszenia układu podana jest na rys. 4.67b. Wzmacniacz „ścieśnia" informację wejściową w postaci dodatniego napięcia wejściowego zawartą w pięciu dekadach — do niewielkich zmian napięcia wyjściowego. Układ przeznaczony jest do urządzenia obrazującego, które informację wejściową zawęża do jednego zakresu i z tego względu jego właściwości temperaturowe

nie są tutaj tak bardzo ważne. W układzie przewidziano dwie regulacje: wejściowego napięcia niezrównoważenia i wejściowego prądu polaryzującego. Dioda *D1* zabezpiecza tranzystor logarytmujący przed zbyt dużym napięciem zwrotnym, które może się pojawić w przypadku podania sygnału wejściowego o niewłaściwej polaryzacji.

Uzupełnieniem wzmacniaczy logarytmujących są wzmacniacze alogarytmujące, w których diodę *D2* i wzmacniacz operacyjny *W2* łączy się w sposób podany na rys. 4.68a. Dodatkowy wzmacniacz *W1* i diodę *D1* zastosowano w celu kompensacji temperaturowej zasadniczego wzmacniacza alogarytmującego. Napięcie wyjściowe jest równe:

$$U_{wy} = R_F \cdot I_D \ln^{-1}\left[-U_{we}\frac{R_1}{(R_1+R_2)U_T}\right] \tag{4.27}$$

Na rys. 4.68b przedstawiono praktyczny układ wzmacniacza alogarytmującego firmy Motorola. Nie ma tu potrzeby stosowania dwóch układów regulacji, a zastosowany potencjometr 10 kΩ pozwala ustawić zero na wyjściu wzmacniacza.



4.68. Wzmacniacze alogarytmujące
a — z diodą półprzewodnikową,
b — z tranzystorem bipolarnym

Łącząc szeregowo wzmacniacz logarytmujący ze wzmacniaczem alogarytmującym, przy zastosowaniu identycznych elementów logarytmujących (diod lub tranzystorów) i wzmacniaczy operacyjnych, na wyjściu otrzymuje się w zasadzie ten sam sygnał wejściowy.

Pełny schemat siedmiodekadowego wzmacniacza logarytmującego podano na rys. 4.69 [4.23]. W celu uzyskania dobrych własności temperaturowych w ukła-

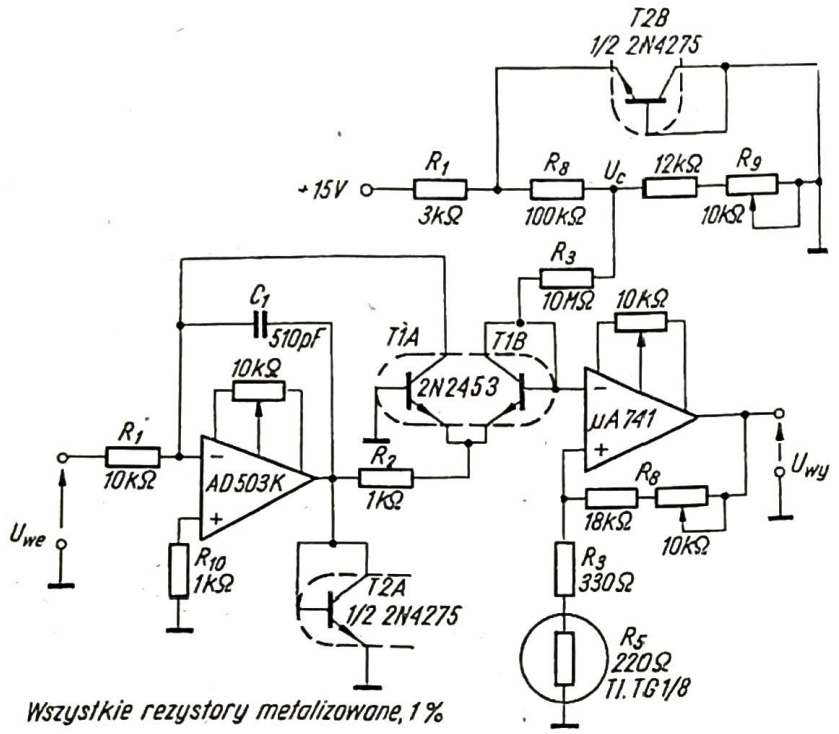
dzie zastosowano omówione poprzednio kompensacje. W celu dalszej poprawy własności termicznych w układzie zastosowano podwójne tranzystory 2N4275 i 2N2453. Napięcie wyjściowe jest równe:

$$U_{wy} = A\lg(U_{we}/B) \tag{4.28}$$

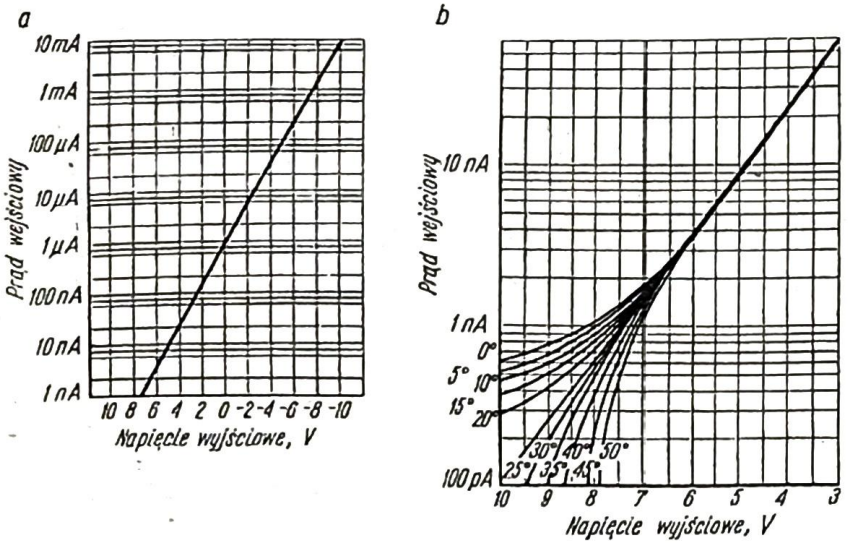
gdzie:

$$A = [2{,}3kT(R_4+R_5+R_6)]/[q(R_4+R_5)],$$

$$B = R_1U_c/R_3.$$



4.69. Siedmiodekadowy wzmacniacz logarytmujący



4.70. Charakterystyka przenoszenia siedmiodekadowego wzmacniacza logarytmującego
a — charakterystyka pełna,
b — zakres bardzo małych prądów

Parametr A jest proporcjonalny do temperatury T i ma współczynnik temperaturowy równy 0,3%/°C. Kompensację tego współczynnika zapewnia rezystor R_5. Układ pracuje z dodatnimi sygnałami wyjściowymi i jeśli na wejście zostanie

podane napięcie ujemne, to wzmacniacz operacyjny typu AD 503K (firmy Analog Devices) wejdzie w nasycenie i tranzystor *T1A* mógłby zostać zniszczony. Z tego względu, został włączony tranzystor *T2A* jako dioda obcinająca i zabezpieczająca *T1A*. Rezystor R_2 ogranicza wzmocnienie w pętli wzmacniacza AD 503K, natomiast kondensator C_1 włączono dla poprawy stabilności. Wartość R_2 jest ograniczona przez maksymalne napięcie wyjściowe wzmacniacza AD503K podzielone przez największy prąd podawany do tranzystora *T1A*. Parametry A i B są regulowane przez R_6 i R_9. Charakterystyki przenoszenia wzmacniacza są podane na rys. 4.70.

4.2.4
UKŁADY MNOŻĄCE I DZIELĄCE

W pewnych zastosowaniach zachodzi konieczność wykonywania operacji arytmetycznych na sygnałach analogowych. W systemach bardziej złożonych operacje te wykonuje się przez zamianę sygnałów analogowych na sygnały cyfrowe i dalszą obróbkę danych za pomocą układów cyfrowych. W systemach prostych, gdzie tylko kilka sygnałów podlega obróbce, przy czym wymagania na dokładność są rzędu 1%—2%, koszt obróbki cyfrowej byłby zbyt wysoki. Dotyczy to szczególnie mnożenia i dzielenia sygnałów analogowych, wprowadzania funkcji nieliniowych tam, gdzie wymagana jest duża dynamika lub przy korekcji różnego rodzaju nieliniowości w systemach liniowych.

Oprócz mnożenia i dzielenia wykonuje się również takie operacje jak dodawanie i odejmowanie, podnoszenie do kwadratu, wyciąganie pierwiastka kwadratowego, mieszanie sygnałów lub korelowanie dwóch sygnałów. Na przykład ta ostatnia, złożona operacja wymaga zbudowania układu korelacyjnego, który dokonuje mnożenia dwóch sygnałów, całkuje wynik i oblicza wartość średnią z tej całki.

Przy zastosowaniu wzmacniaczy operacyjnych wszystkie operacje wzajemnego powiązania i kształtowania sygnałów są stosunkowo łatwe do wykonania.

Zastosowanie wzmacniaczy operacyjnych do bezpośredniego sumowania i odejmowania zostało już omówione w rozdz. 2. Mnożenie i dzielenie nie jest wykonalne za pomocą układów liniowych, gdyż wymagają one bowiem zawsze użycia elementów o charakterystykach nieliniowych, najczęściej kwadratowych lub logarytmicznych i alogarytmicznych. Oprócz metod opartych na zastosowaniu elementów nieliniowych stosuje się również i inne sposoby mnożenia i dzielenia, jak np. za pomocą modulacji amplitudy i czasu trwania impulsów, przemiany częstotliwości itd.

Wśród wielu metod mnożenia i dzielenia analogowego powszechne zastosowanie znalazło kilka z nich, opartych na zastosowaniu scalonych wzmacniaczy operacyjnych [4.3], [4.52]. Są to: metoda logarytmowania, metoda odejmowania sumy i różnicy kwadratów, metoda uśredniania przebiegu trójkątnego, metoda modulacji impulsowej, metoda zmiennej konduktancji przejściowej i metoda doboru stosunków prądowych.

4.2.4.1
UKŁADY MNOŻĄCE OPARTE NA LOGARYTMOWANIU

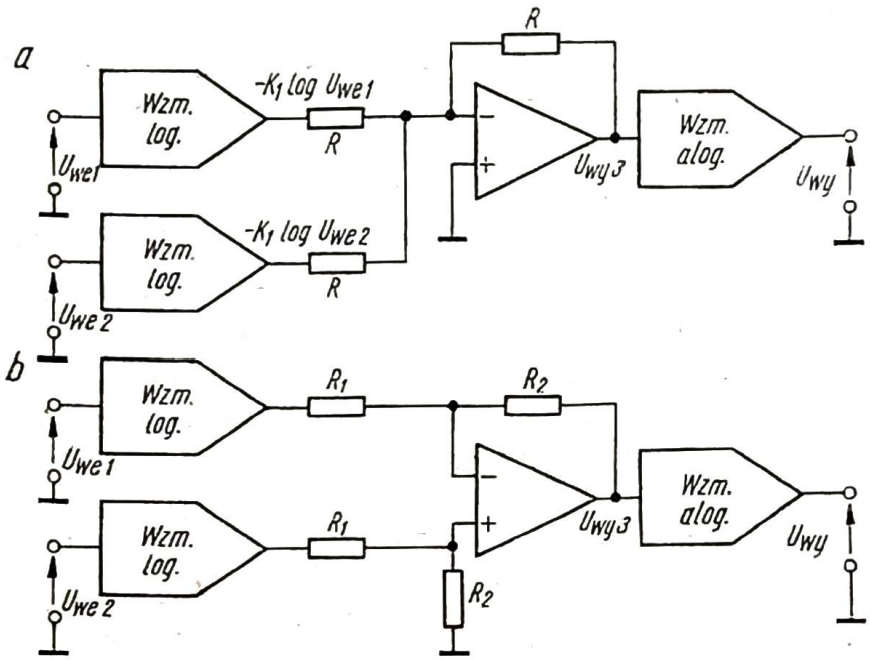
Metoda logarytmowania polega na zastosowaniu (poprzednio omówionych) wzmacniaczy logarytmujących i alogarytmujących. Odpowiednie połączenie tych wzmacniaczy pozwala na wykonywanie na przykład następujących operacji:

$$XY = \text{alog}\,(\lg X + \lg Y)$$

$$X/Y = \text{alog}(\lg X - \lg Y)$$

$$X^n = \text{alog}(n \lg X)$$

Dla przykładu rozpatrzmy układ mnożący oparty na metodzie logarytmowania (rys. 4.71a). Układ zawiera dwa wzmacniacze logarytmujące — osobny dla każdego wejścia, wzmacniacz sumujący i wzmacniacz alogarytmujący. Mno-



4.71. Zastosowanie wzmacniaczy logarytmujących
a — do mnożenia,
b — do dzielenia

żenie polega na przetworzeniu każdego sygnału wejściowego na postać logarytmiczną, zsumowaniu otrzymanych sygnałów i przepuszczeniu sumy przez układ o charakterystyce wykładniczej, aby otrzymać sygnał wyjściowy. Ponieważ funkcja logarytmiczna jest nieokreślona dla ujemnych wartości argumentu, więc stosowanie układów mnożących typu logarytmicznego jest ograniczone do pierwszej ćwiartki liczbowej (sygnały o polaryzacji dodatniej).

Napięcia na wyjściu układu sumującego i na wyjściu układu mnożącego są równe:

$$U_{wy3} = K_1(\ln U_{we1} + \ln U_{we2}) = K_1 \ln(U_{we1} U_{we2})$$

$$U_{wy} = K_2 \cdot \ln^{-1} \frac{U_{wy3}}{K_1} = K U_{we1} U_{we2} \qquad (4.29)$$

gdzie:

K, K_1, K_2 są stałymi.

Dzielenie napięć U_{we1} i U_{we2} łatwo wykonuje się za pomocą układu przedstawionego na rys. 4.71b. Wzmacniacz sumujący z rysunku 4.71a został tutaj zastąpiony wzmacniaczem różnicowym, wykonującym odejmowanie napięć otrzymywanych na wyjściach wzmacniaczy logarytmujących. Napięcie na wyjściu wzmacniacza różnicowego jest równe:

$$U_{wy3} = K_1 \ln \frac{U_{we1}}{U_{we2}}$$

a napięcie na wyjściu układu dzielącego jest określone zależnością:

$$U_{wy} = K_2 \ln^{-1} \frac{U_{wy3}}{K_1} = K \frac{U_{we1}}{U_{we2}} \tag{4.30}$$

gdzie:

K, K_1, K_2 są stałymi.

Metoda mnożenia i dzielenia analogowego przez logarytmowanie — jak wspomniano — nadaje się do wykonywania działań w pierwszej ćwiartce płaszczyzny liczbowej. Jednak jednoćwiartkowy układ mnożący może być zmodyfikowany na dwu- lub czteroćwiartkowy [4.3]. Dodanie do napięć wejściowych U_{we1} i U_{we2} stałych napięć U_A i U_B pozwala zachować dodatnie wartości obu napięć wejściowych, które są następnie podawane do jednoćwiartkowego układu mnożącego. Otrzymuje się napięcie:

$$\frac{U_{we1} U_{we2} + U_{we2} U_A + U_{we1} U_B + U_A U_B}{K_1}$$

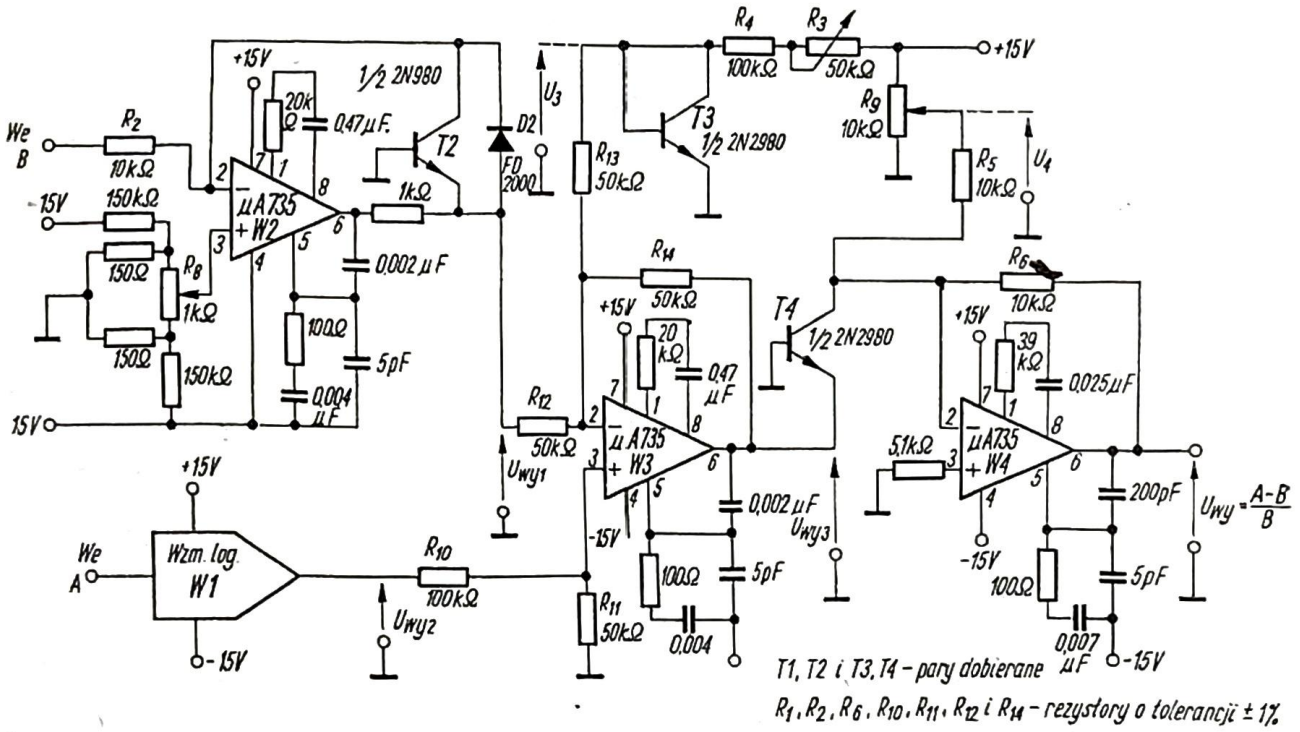
W ostatniej fazie mnożenia należy oczywiście odjąć trzy niepotrzebne składniki powyższego wzoru, otrzymując w rezultacie:

$$U_{wy} = \frac{U_{we1} U_{we2}}{K_1} \tag{4.31}$$

Mnożenie i dzielenie za pomocą układów logarytmujących ma wadę, polegającą na zależności parametrów tych układów od temperatury. Mimo zastosowania kompensacji temperaturowej, trudno jest osiągnąć lepszą niż 1% dokładność mnożenia, nawet w niezbyt szerokim zakresie temperaturowym pracy. Metoda logarytmowania jest jednak prosta i przy niezbyt wygórowanych wymaganiach na dokładność (około 1% do 5%) nie wymaga zbyt starannej kompensacji temperaturowej.

Ilustracją zastosowania metody logarytmowania jest układ realizujący funkcję $F = \frac{A-B}{B}$ [4.24]. W układzie tym (rys. 4.72) pracują cztery wzmacniacze operacyjne μA 735, o numerach od *W1* do *W4*, charakteryzujące się bardzo małą mocą traconą i bardzo małym wejściowym prądem polaryzującym. Dzięki niewielkiej wartości prądu polaryzującego, zakres dynamiczny wzmacniaczy logarytmujących rozciąga się w kierunku sygnałów o bardzo małych wartościach, bez koniecznej w takich przypadkach kompensacji błędów spowodowanych tym prądem. Działanie układu polega na logarytmowaniu sygnałów *A* i *B*, co odbywa się za pomocą identycznych wzmacniaczy wejściowych *W1* i *W2*.

Diody *D1* i *D2* zabezpieczają tranzystory *T1* i *T2* (złącze baza-emiter), ograniczając dodatnie zmiany napięcia wyjściowego wzmacniaczy, gdy wejścia zostaną otwarte. Rezystory 1 kΩ, umieszczone szeregowo z wyjściami wzmacniaczy μA 735,



4.72. Układ analogowy realizujący funkcję $F = \dfrac{A-B}{B}$

służą do ograniczenia wzmocnienia w pętli, co pozwala na odpowiednią kompensację częstotliwościową wzmacniaczy. Gdy $R_1 = R_2 = R$ i prądy wsteczne I_{o1} i I_{o2} tranzystorów *T1* i *T2* są równe, to napięcia na wyjściach wzmacniaczy *W1* i *W2* wynoszą:

$$U_{wy1} = -\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{A}{R}\right)+\frac{kT}{q}\ln(I_o) \tag{4.32}$$

$$U_{wy2} = -\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{B}{R}\right)+\frac{KT}{q}\ln(I_o). \tag{4.33}$$

Oba napięcia U_{wy1} i U_{wy2} są dalej podawane na dwa wejścia, trzywejściowego wzmacniacza różnicowego *W3*. Na pozostałe wejście wzmacniacza *W3* podaje się napięcie U_3 występujące na złączu baza-emiter tranzystora *T3*, który pracuje w połączeniu diodowym. Przybliżona wartość napięcia U_3 jest równa:

$$U_3 = \frac{kT}{q}\ln\left[\frac{I_C(T3)}{I_o(T3)}\right] \tag{4.34}$$

gdzie wartość prądu $I_C(T3)$ jest dobierana za pomocą rezystorów R_3 i R_4 oraz napięciem $+U$ (+15 V). Napięcie na wyjściu wzmacniacza *W3* można obliczyć następująco:

$$U_{wy3} = U_{wy1} - U_{wy2} - U_3 = -\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{A}{R}\right)+\frac{kT}{q}\ln(I_o)+$$

$$+\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{B}{R}\right)-\frac{kT}{q}\ln(I_o)-\frac{kT}{q}\ln\left[\frac{I_C(T3)}{I_o(T3)}\right]=$$

$$=\frac{kT}{q}\left\{-\ln\left(\frac{A}{R}\right)+\ln\left(\frac{B}{R}\right)-\ln\left[\frac{I_C(T3)}{I_o(T3)}\right]\right\}$$

Upraszczając powyższe wyrażenie otrzymujemy:

$$U_{wy3}=-\frac{kT}{q}\ln\left[\frac{AI_C(T3)}{BI_o(T3)}\right]=-U_{BE}(T4) \tag{4.35}$$

Jak więc widać, napięcie U_{wy3} jest proporcjonalne do logarytmu z A/B. Aby otrzymać wartość ilorazu A/B, należy napięcie U_{wy3} przepuścić przez układ alogarytmujący. W tym miejscu celowość wprowadzenia napięcia U_3 staje się oczywista. Z równania na U_{wy3} wynika, że prąd kolektora tranzystora *T4* jest funkcją napięcia U_{wy3}. Można wykazać, że przy odpowiednim doborze tranzystorów *T3* i *T4*, prąd kolektora tranzystora *T4* jest równy:

$$I_C(T4)=I_o(T4)\exp\left[U_{BE}(T4)\frac{q}{kT}\right]=\frac{A}{B}I_C(T3) \tag{4.36}$$

Należy zaznaczyć, że wpływ temperatury na operację logarytmowania poprzez czynnik kT jest kompensowany odwrotną zależnością q/kT przy operacji alogarytmowania. Dobierając pary tranzystorów *T1*, *T2* i *T3*, *T4*, efekty temperaturowe są zminimalizowane.

Wzmacniacz operacyjny *W4* finalizuje całą operację, zamieniając prąd $I_C(T4)$ — proporcjonalny do ilorazu A/B — na napięcie oraz odejmując jedynkę od wyrażenia A/B. Napięcie wyjściowe jest równe:

$$U_{wy}=R_6I_C(T4)-U_4\frac{R_6}{R_5}=R_6I_C(T3)\frac{A}{B}-U_4\frac{R_6}{R_5} \tag{4.37}$$

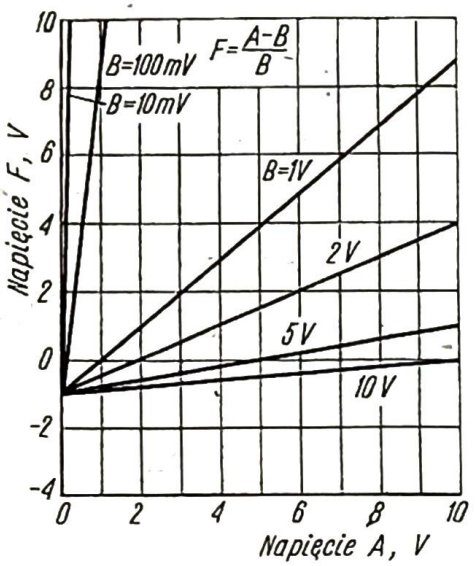
Przyjmując, że $R_5=R_6=\frac{1}{|I_C(T3)|}$ [Ω] oraz $U_4=1$ V, otrzymuje się:

$$U_{wy}=\frac{A}{B}-1=\frac{A-B}{B} \tag{4.38}$$

Opisywany układ obliczania funkcji $F=\frac{A-B}{B}$ wymaga wcześniejszej kalibracji. Najpierw kompensuje się za pomocą potencjometrów R_7 i R_8 wejściowe napięcie niezrównoważenia wzmacniaczy logarytmujących. Wykonuje się to przy uziemionych wejściach A i B oraz odłączonych kolektorach tranzystorów *T1* i *T2*. Zamiast tranzystorów należy włączyć do układu rezystory o wartości 100 kΩ, dla zapewnienia stałoprądowego sprzężenia zwrotnego, i tak dobierać R_7 i R_8, aby napięcia U_{we1} i U_{we2} były równe zeru. Potem należy odłączyć rezystory 100 kΩ i ponownie włączyć kolektory tranzystorów *T1* i *T2*. Kolejna regulacja, to dobór napięcia U_4. Odłączając kolektor tranzystora *T4* od wzmacniacza *W4*, tak dobiera się R_9, aby napięcie na wyjściu *W4* było równe −1 V. Następnie ponownie włącza się kolektor *T4*.

Ostatnia kalibracja polega na dobraniu odpowiedniego napięcia U_3. W tym celu wejścia A i B łączy się razem i podaje na nie napięcie $+1$ V. Regulując R_3 dobiera się napięcie równe zeru na wyjściu wzmacniacza $W4$.

Własności pomiarowe układu przedstawiono w postaci charakterystyk na rys. 4.73. Napięcie wyjściowe zmienia się w zakresie od -1 V do $+10$ V.



4.73. Wyniki pomiarów otrzymane z układu realizującego funkcję $F = \frac{A-B}{B}$

Napięcia wejściowe A i B zmieniać się mogą w zakresie od 10 mV do 10 V. Dla wartości napięć A i B w zakresie od 100 mV do 10 V największy zauważony błąd wynosi około 1,3%.

Dokładność „komputerów" analogowych do wykonywania operacji arytmetycznych tego typu, który został omówiony powyżej, jest wystarczająca w wielu zastosowaniach. Jeśli liczba sygnałów analogowych, które mają być przetworzone, jest niewielka, to taka ich obróbka jest bardziej opłacalna niż za pomocą układów arytmetyki cyfrowej i konwerterów analogowo-cyfrowych.

4.2.4.2
UKŁAD MNOŻĄCY OPARTY NA ODEJMOWANIU SUMY I RÓŻNICY KWADRATÓW

Metoda mnożenia przez odejmowanie kwadratów, tzw. metoda „jedna czwarta kwadratu", polega na zastosowaniu następującego równania:

$$U_1 U_2 = \frac{(U_1+U_2)^2-(U_1-U_2)^2}{4} =$$

$$= \frac{(U_1^2-U_1^2)+(U_2^2-U_2^2)+2U_1U_2+2U_1U_2}{4} \qquad (4.39)$$

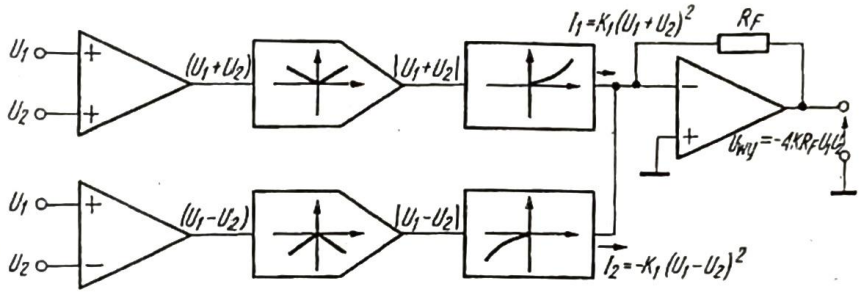
Kwadraty napięć U_1^2 i U_2^2 otrzymuje się zwykle przy użyciu specjalnych diodowych generatorów funkcyjnych, stosując technikę aproksymacji odcinkowej (patrz p. 4.2.2).

Podnosząc do kwadratu moduły napięć za pomocą diodowego generatora funkcyjnego o charakterystyce z 10 punktami przegięcia, można otrzymać funkcję:

$$I = KU_{we}^2 \qquad (4.40)$$

uzyskaną z $\pm 0{,}1\%$ dokładnością przy pełnej skali. Prąd I jest wyjściowym prądem zwarciowym płynącym do masy lub do masy „pozornej" wzmacniacza operacyjnego.

Układ przedstawiony na rys. 4.74 ilustruje podaną metodę mnożenia przez odejmowanie kwadratów. Ta metoda mnożenia jest stosowana w pełnym zakresie częstotliwości, co jest jej dużą zaletą. Zasadniczymi wadami metody



4.74. Układ mnożący z odejmowaniem sumy i różnicy kwadratów

„jednej czwartej kwadratu" jest złożoność, dość wysoki koszt i fakt, że maksymalny błąd napięciowy — chociaż procentowo mały w odniesieniu do całego zakresu pomiarowego, może wystąpić przy małych poziomach napięć wejściowych. Błąd ten w postaci „tętnień" pochodzi z układów podnoszących do kwadratu i jest wynikiem zastosowania metody aproksymacji odcinkowej. Dodatkowe błędy, z którymi należy się liczyć, pochodzą od zmian napięć niezrównoważenia wzmacniaczy w funkcji temperatury.

4.2.4.3
UKŁAD MNOŻĄCY Z UŚREDNIANIEM PRZEBIEGU TRÓJKĄTNEGO

Metoda ta, znana również pod nazwą „uśrednianie trójkąta" (triangle—averaging) jest odmianą poprzednio przedstawionej metody mnożenia przez odejmowanie kwadratów. Funkcje kwadratowe w tym przypadku są generowane przez całkowanie obciętego przebiegu trójkątnego.

Na rys. 4.75a przedstawiono tego rodzaju układ mnożący. Napięcie U_3 jest wyprostowaną jednopołówkowo sumą przebiegu trójkątnego i różnicy napięć $U_1 - U_2$. Tylko część dodatnia przebiegu jest wykorzystywana i ona określa czas uśredniania przez filtr dolnoprzepustowy. Przebiegi czasowe napięć U_3 i U_4 są przedstawione na rysunku 4.75b.

Uśrednione wartości napięć U_3 i U_4 są równe:

$$\bar{U}_3 = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{2} + \frac{U_1 - U_2}{2U_o}\right)(U_o + U_1 - U_2),$$

$$\bar{U}_4 = -\frac{1}{2}\left(\frac{1}{2} + \frac{U_1 + U_2}{2U_o}\right)(U_o + U_1 + U_2)$$

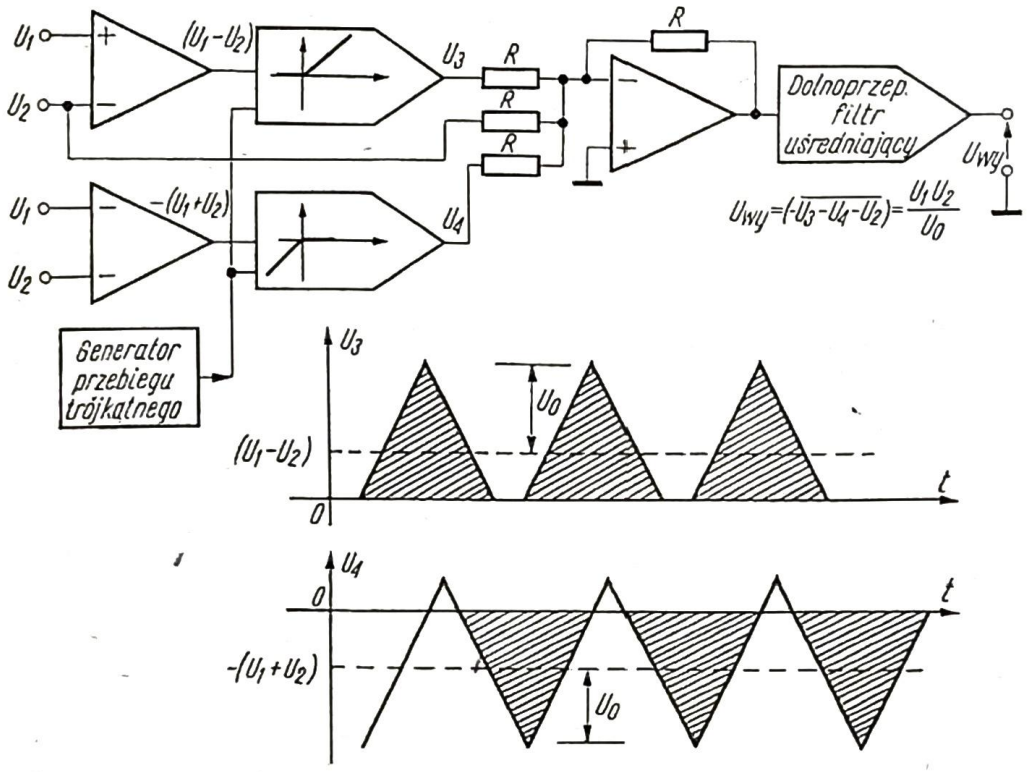
a suma obu tych napięć wynosi:

$$\bar{U}_3 + \bar{U}_4 = -U_2 - \frac{U_1 U_2}{U_o}$$

Jeśli wielkość U_2 usunąć z powyższego wyrażenia za pomocą sumującego wzmacniacza operacyjnego, to napięcie wyjściowe będzie określone następującym wyrażeniem:

$$U_{wy} = \frac{U_1 U_2}{U_o} \tag{4.41}$$

Szybkość odpowiedzi takich układów mnożących jest bardzo ograniczona, ze względu na dolnoprzepustowy filtr uśredniający umieszczony na wyjściu. Filtr musi efektywnie eliminować częstotliwość nośną i z tego względu jego



4.75. Mnożenie przez uśrednianie przebiegu trójkątnego
a — układ mnożący,
b — przebiegi czasowe

własna częstotliwość graniczna (odcięcia) leży poniżej częstotliwości powtarzania przebiegu trójkątnego. Liniowość przebiegu trójkątnego oraz ostrość kształtu jego wierzchołków są głównymi czynnikami ograniczającymi dokładność tej metody mnożenia.

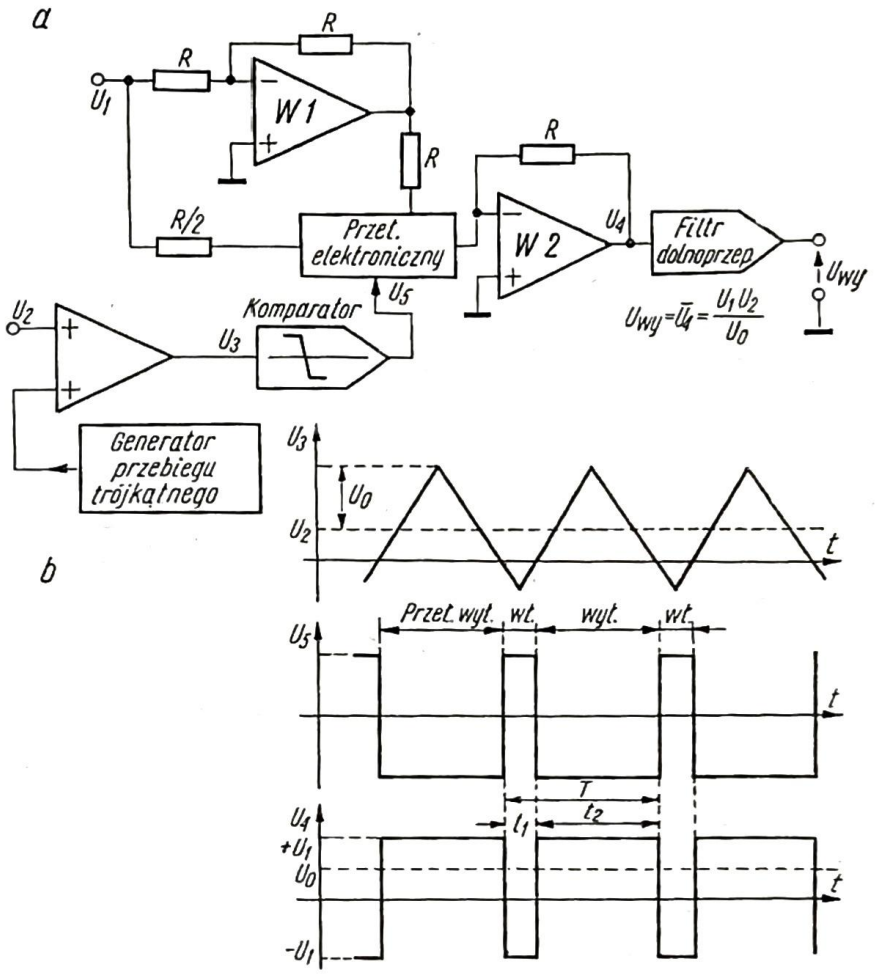
4.2.4.4
UKŁAD MNOŻĄCY Z MODULACJĄ IMPULSOWĄ

Mnożenie za pomocą modulacji impulsowej jest jedną z metod, gdzie nie stosuje się elementów o charakterystyce nieliniowej. Układ, który przedstawia tę metodę mnożenia, podano na rys. 4.76a. Zasada pracy układu polega na generacji przebiegu prostokątnego, którego wartość średnia zależy od obydwu sygnałów wejściowych.

Podobnie jak poprzednio, w układzie zastosowano generator przebiegu trójkątnego. Jednak zamiast obcinania i uśredniania jak w układzie mnożącym z uśrednianiem przebiegu trójkątnego, przebieg trójkątny jest w tym przypadku użyty do sterowania przełącznikiem elektronicznym. Przebieg trójkątny jest

sumowany z jednym z sygnałów wejściowych, a wynik w postaci sumy jest podany na komparator spolaryzowany napięciem zerowym. W rezultacie otrzymuje się asymetryczny przebieg prostokątny (rys. 4.76b) o współczynniku wypełnienia określonym przez wartość i polaryzację napięcia U_2. Można więc zapisać, że:

$$t_1 = \frac{U_o - U_2}{2U_o} T; \quad t_2 = \frac{U_2 + U_o}{2U_o} \cdot T \tag{4.42}$$



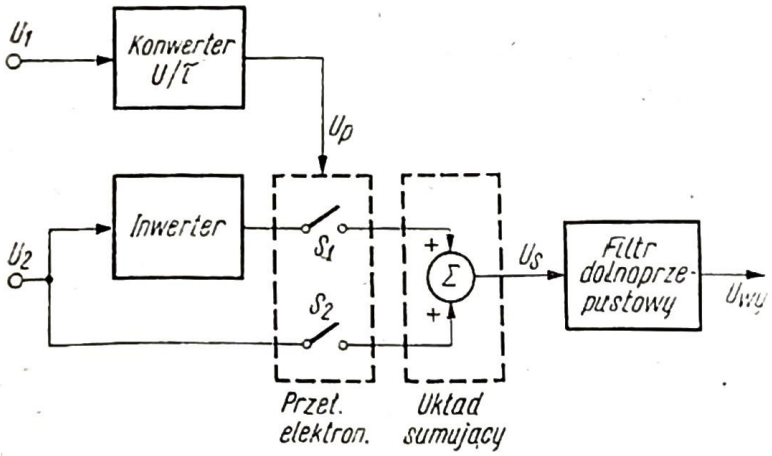
4.76. Układ mnożący z modulacją impulsową
a — układ mnożący,
b — przebiegi czasowe

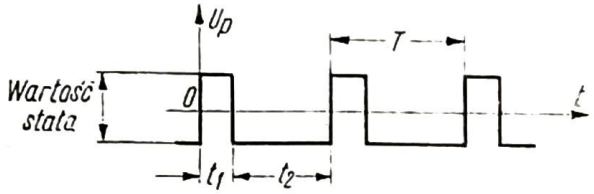
Przebieg ten (napięcie U_5) steruje przełącznikiem analogowym. Wzmacniacz *W2* przenosi napięcie $+U_1$, gdy przełącznik jest zwarty, a napięcie $-U_1$ — gdy jest otwarty. Ponieważ współczynnik wypełnienia napięcia U_4 jest proporcjonalny do napięcia U_2 i $\pm U_1$, to w rezultacie napięcie wyjściowe, czyli średnia wartość napięcia $\overline{U_4}$, jest proporcjonalna do iloczynu $U_1 U_2$.

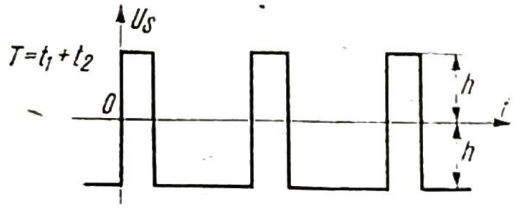
Na wyjściu filtru dolnoprzepustowego otrzymuje się uśrednioną wartość napięcia wyjściowego:

$$U_{wy} = \overline{U}_4 = U_1 \frac{U_2 + U_o}{2U_o} - U_1 \frac{U_o - U_2}{2U_o} = \frac{U_1 U_2}{U_o} \tag{4.43}$$

W układzie mnożącym z modulacją impulsową występują te same problemy co w układzie mnożącym z uśrednianiem przebiegu trójkątnego. Dokładność mnożenia w dużym stopniu zależy od liniowości, symetrii i ostrości przebiegu trójkątnego. Rezystory zastosowane w układach sprzężenia zwrotnego wzmacnia-

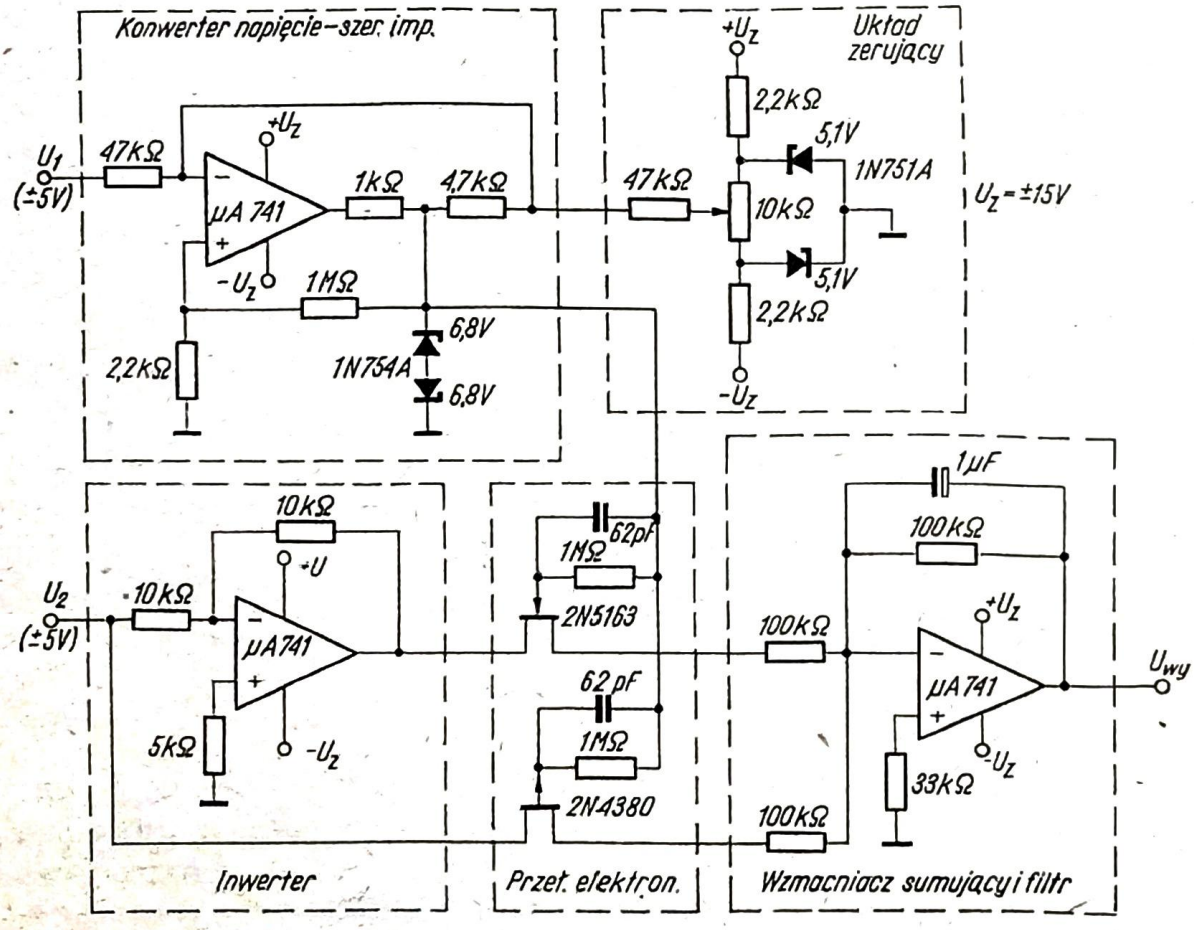






4.77. Schemat blokowy układu mnożącego z modulacją impulsową oraz przebiegi napięć U_p i U_s

4.78. Schemat ideowy układu mnożącego z modulacją impulsową



czy *W1* i *W2* muszą być starannie dobrane przy uwzględnieniu szeregowej rezystancji przełącznika. Napięcie niezrównoważenia komparatora jest błędem, który sumuje się z napięciem U_2. Czas przełączania napięcia U_4 od wartości $+U_1$ do $-U_1$ powinien być mały w porównaniu z okresem T, gdyż ograniczyć to może górną częstotliwość powtarzania przebiegu trójkątnego. Może to pociągnąć za sobą również ograniczenie częstotliwości odpowiedzi układu mnożącego.

Przykładem praktycznym, ilustrującym metodę mnożenia analogowego za pomocą modulacji impulsowej, jest układ, którego schemat blokowy podano na rys. 4.77, układ ideowy zaś — na rys. 4.78 [4.25]. Jest to układ mnożący w czterech ćwiartkach, który mnoży zarówno dodatnie, jak i ujemne wartości sygnałów wejściowych, dając w wyniku na wyjściu poprawny matematycznie znak napięcia wyjściowego. Podstawowymi elementami schematu blokowego układu mnożącego są: konwerter napięcie-szerokość impulsu (U/τ), inwerter, przełącznik elektroniczny, sumator i filtr — zwykle tworzące jeden układ.

Napięcie U_1 jest podawane do konwertera U/τ, na którego wyjściu otrzymuje się napięcie U_p w postaci impulsów prostokątnych o zmodulowanym współczynniku wypełnienia. Stosunek czasów:

$$\frac{t_1}{t_1+t_2} = \frac{t_1}{T}$$

jest proporcjonalny do napięcia U_1. Napięcia dodatnie U_2 oraz ujemne U_2 — po przejściu przez inwerter, są przełączane za pomocą przełącznika elektronicznego. W zależności od tego, czy napięcie U_p jest dodatnie, czy ujemne, jeden z dwóch kluczy S_1 lub S_2 będzie zwarty. Pozwala to na podanie do układu sumującego napięcia U_2 dodatniego lub ujemnego, w czasie ustalonym przez konwerter U/τ. Napięcie U_s na wyjściu układu sumującego będzie miało przebieg impulsowy, którego amplituda h jest proporcjonalna do U_2, czas trwania natomiast — do napięcia U_1. W ujęciu matematycznym wygląda to następująco:

$$h = K_1 U_2$$

$$t_1/T = K_2 U_1$$

Napięcie z wyjścia układu sumującego po przejściu przez filtr dolnoprzepustowy jest wartością średnią napięcia U_s:

$$U_{wy} = \frac{1}{T}\int_0^T U_s(t)\,\mathrm{d}t = K_3 U_1 U_2 \tag{4.44}$$

gdzie:

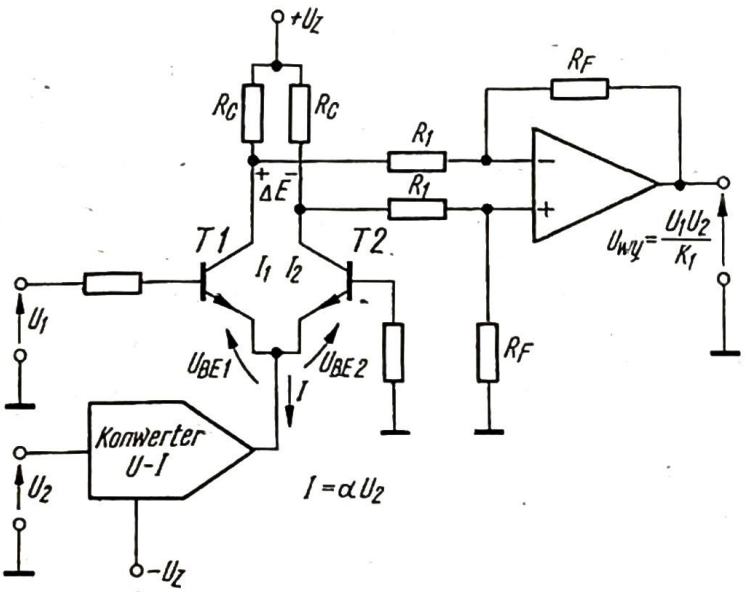
K_1, K_2, K_3 są stałymi.

Podstawowe układy schematu ideowego: konwertera, inwertera, sumatora i filtru zbudowano w oparciu o wzmacniacz operacyjny μA 741. Przełącznik elektroniczny zawiera dwa złączowe tranzystory polowe FET, z których jeden jest P — kanałowy, a drugi N — kanałowy. Liniowość i dokładność układu mnożącego jest lepsza od 1%. Częstotliwość odpowiedzi układu mnożącego jest określona przez dobór częstotliwości konwersji, która w tym przypadku wynosi 2,15 kHz.

4.2.4.5

UKŁAD MNOŻĄCY O ZMIENNEJ KONDUKTANCJI PRZEJŚCIOWEJ

Zasadę mnożenia przez zmianę konduktancji przejściowej (variable transconductance) przedstawia rys. 4.79. Wykorzystano tutaj proporcjonalną zależność prądu płynącego przez parę dobranych tranzystorów *T1* i *T2*, od wartości



4.79. Układ mnożący o zmiennej konduktancji przejściowej

jednego z sygnałów wejściowych — w tym przypadku U_2. Zakładając, że tranzystory stanowią idealnie dobraną parę, różnicowy prąd kolektorowy (jak również różnicowe napięcie kolektorowe) jest proporcjonalny do napięć U_1 i U_2. W ujęciu matematycznym wygląda to następująco:

$$I_1 = I_o \exp\left(q\frac{U_{BE1}}{kT}\right) \tag{4.45}$$

$$I = I_1 + I_2 = 2I_o \exp\left(q\frac{U_{BE1}}{kT}\right); \quad \frac{\Delta I_1}{\Delta U_{BE1}} = \frac{q}{kT} I_1$$

$$\Delta I_1 = \frac{q}{2kT} I \Delta U_{BE1}$$

$$\Delta I_2 = \frac{q}{2kT} I \Delta U_{BE2}$$

$$\Delta I_1 - \Delta I_2 = \frac{q}{2kT} I (\underbrace{\Delta U_{BE1} - \Delta U_{BE2}}_{U_1})$$

$$\Delta E = R_C(\Delta I_1 - \Delta I_2) = R_C \frac{q}{2kT} \alpha U_1 U_2$$

$$U_{wy} = \frac{R_F}{R_1} R_C \frac{q}{2kT} \alpha U_1 U_2 = \frac{U_1 U_2}{K_1} \tag{4.46}$$

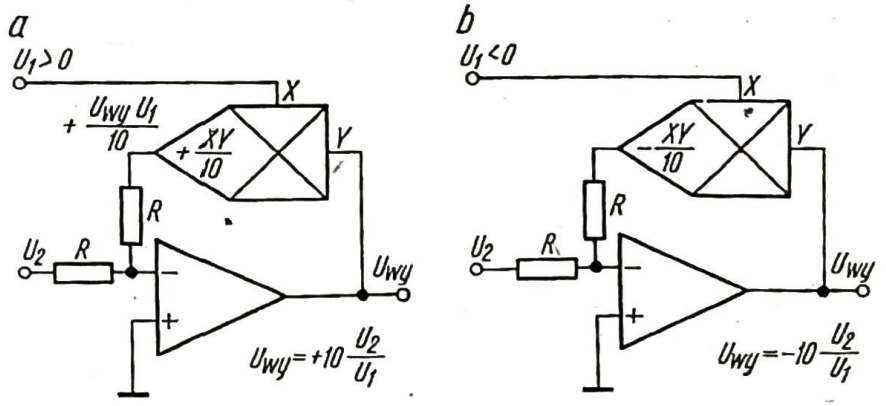
$$U_{wy} = \frac{U_1 U_2}{K_1} \tag{4.47}$$

Zastosowany na wyjściu wzmacniacz różnicowy zapewnia odpowiednie wyskalowanie iloczynu napięć $U_1 U_2$ (dobór K_1) przy niesymetrycznym wyjściu. Użyteczność tego typu układu mnożącego jest ograniczona ze względu na jego zbyt dużą wrażliwość temperaturową. Zarówno czynnik skalujący K_1, jak i poziom napięcia stałego są funkcjami temperatury, co w efekcie prowadzi do znacznych błędów. Również wadami układu przedstawionego na rys. 4.79 jest nie najlepsza liniowość i konieczność zerowania.

Pomysł mnożenia przez zmianę konduktancji przejściowej pary tranzystorów został wykorzystany do opracowania znacznie lepszej metody mnożenia przez dobór stosunków prądowych (current ratioing) [4.3]. Wykorzystano przy tym te same podstawowe zależności opisujące złącze półprzewodnikowe. Zasada pracy układu mnożącego tego typu polega na zachowaniu stałego stosunku prądów kolektorów pary tranzystorów, równego stosunkowi prądów zewnętrznych, generowanych przez źródła prądu stałego. Sam układ mnożący jest bardziej rozbudowany niż podany na rys. 4.79, lecz zakończony jest także różnicowym wzmacniaczem operacyjnym. Podstawową zaletą układu mnożącego z doborem stosunków prądowych jest możliwość jego wykonania w postaci układu monolitycznego. Dalsze zalety to: dobra liniowość, szerokie pasmo, wejście różnicowe i dobra stabilność temperaturowa.

4.2.4.6
UKŁADY DZIELĄCE

Każdy z omówionych poprzednio układów mnożących może być użyty do układu dzielenia analogowego, przy zastosowaniu odpowiedniego sprzężenia zwrotnego. Na rys. 4.80a i b przedstawiono dwa układy dzielące, uwzględniające znak wy-

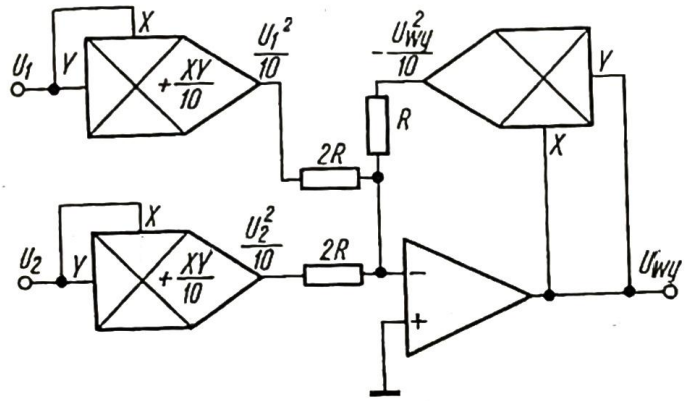


4.80. Zasada dzielenia analogowego
a — dzielenie ze znakiem plus, b — dzielenie ze znakiem minus

niku dzielenia. Należy zaznaczyć, że dzielenie takie jest możliwe do wykonania tylko w 2 ćwiartkach płaszczyzny liczbowej. Napięcie U_2 musi mieć przeciwną polaryzację do napięcia U_1. Dla $U_1 < 0$ układ mnożący musi zapewnić polaryzację odwrotną niż dla $U_1 > 0$, tzn. układ mnożący musi generować napięcie $\frac{U_1 U_{wy}}{10} = -U_2$, aby układ dzielący pracował stabilnie (ujemne sprzężenie zwrotne). Główną wadą tego rodzaju układów dzielących ze sprzężeniem zwrotnym jest duży błąd dzielenia, gdy napięcie U_2 dąży do zera. Błąd ten ogra-

nicza zakres dynamiczny dzielnika, szczególnie gdy błąd układu mnożącego staje się duży przy małych wartościach sygnałów wejściowych. Najlepszymi układami mnożącymi, które można zastosować w układach dzielących ze sprzężeniem zwrotnym są te, których charakterystyka błędu przechodzi łagodnie przez zero, np. układ mnożący typu uśredniania przebiegu trójkątnego, czy też układ mnożący z odpowiednim doborem stosunków prądowych.

Bardzo często układy mnożące są również wykorzystywane do obliczania kwadratów i pierwiastków kwadratowych, np. przy pomiarach mocy, wartości skutecznych przebiegów, modułu wektorów itd. Na rys. 4.81 podano przykład



4.81. Układy mnożące zastosowane do obliczania pierwiastka z sumy kwadratów

zastosowania układów mnożących do obliczania modułu wektorów, czyli do obliczania pierwiastka z sumy kwadratów. Układ mnożący zastosowano tutaj jako układ sprzężenia zwrotnego do obliczania funkcji pierwiastkowej — podobnie jak w układach dzielących. Wzmacniacz operacyjny wymusza następujące warunki, które można opisać zależnościami:

$$\frac{U_1^2}{10}\frac{1}{2R}+\frac{U_2^2}{10}\frac{1}{2R}=\frac{U_{wy}^2}{10}\frac{1}{R}$$

$$U_{wy}^2=\frac{U_1^2}{2}+\frac{U_2^2}{2}$$

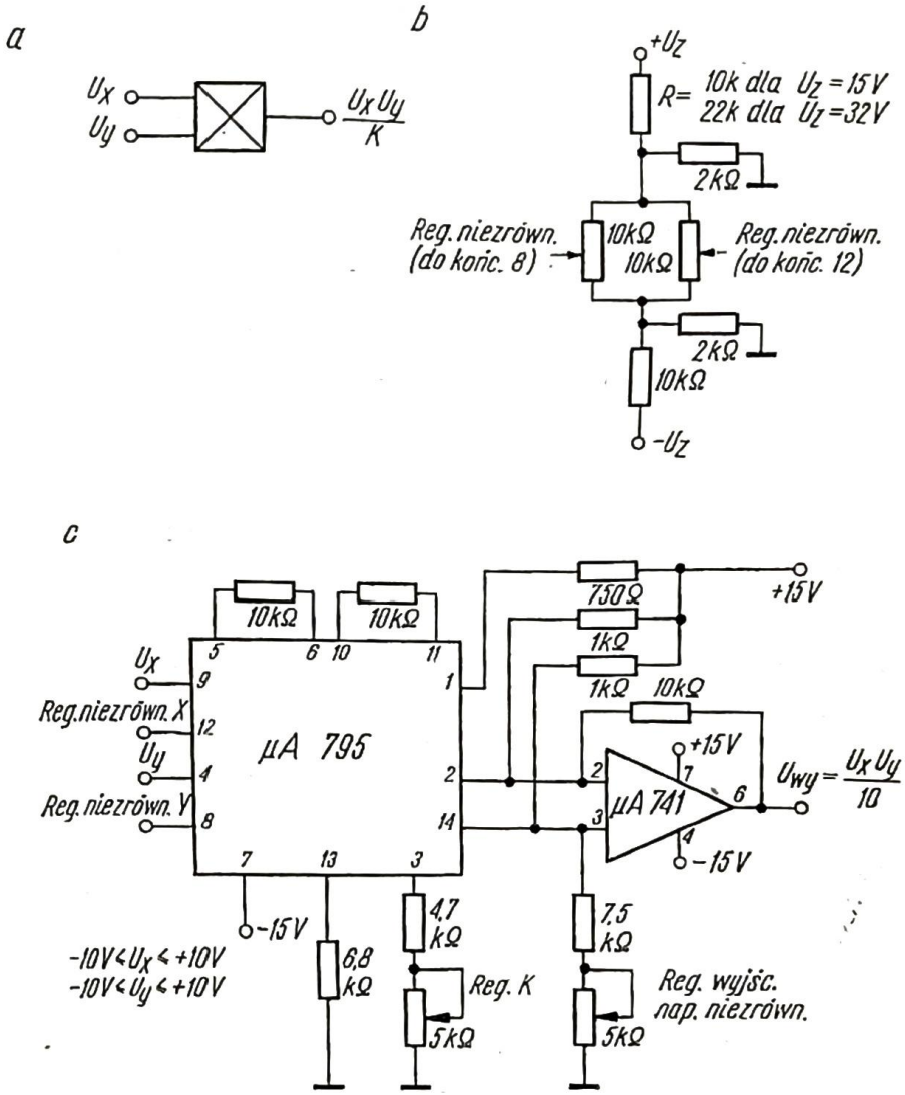
$$U_{wy}=\sqrt{U_1^2+U_2^2} \tag{4.48}$$

4.2.4.7
MONOLITYCZNY ANALOGOWY UKŁAD MNOŻĄCY μA 795

Monolityczny analogowy układ mnożący μA 795 jest produkowany przez firmę Fairchild oraz jako układ MC 1595 przez firmę Motorola. Jest to czteroćwiartkowy, dwuwejściowy układ mnożący o bardzo dobrej liniowości, pracujący w szerokim zakresie napięć wejściowych i napięć zasilających oraz regulowanym czynniku skalującym.

Układ μA 795 jest szczególnie przydatny w takich zastosowaniach, jak: mnożenie, dzielenie, podnoszenie do kwadratu, modulacja, podwajanie częstotliwości, sterowany napięciowo wzmacniacz itd. [4.26], [4.27].

Podstawowy symbol schematowy układu mnożącego μA 795 podano na rys. 4.82a. Układ ma dwa wejścia dla napięć U_x i U_y, z których każde może mieć wartość w zakresie od +10 V do −10 V. Ponieważ istnieje możliwość otrzymania napięcia wyjściowego 100 V (teoretycznie), stosuje się układ służący do regulacji czynnika K — pozwalający dzielić wynik mnożenia przez 10. Na rys. 4.82b pokazano dzielnik rezystorowy, który daje dwa regulowane napięcia X i Y. Podawane są one do końcówek *8* i *12* układu μA 795. Napięcia X i Y służą do kompensacji napięć niezrównoważenia układu μA 795 w jego konkretnym zastosowaniu.



4.82. Monolityczny układ mnożący μA 795

a — symbol schematowy,
b — dzielnik rezystorowy do regulacji napięć niezrównoważenia X i Y,
c — układ mnożący z przesuwaniem poziomu

Układ przedstawiony na rys. 4.82c jest jednym z podstawowych zastosowań układu monolitycznego μA 795. Układ ten jest przeznaczony do pomiaru mocy, gdzie napięcie U_x reprezentuje napięcie na obciążeniu, a napięcie U_y jest proporcjonalne do prądu płynącego przez obciążenie. Napięcia U_x i U_y mogą być stałe, sinusoidalnie zmienne lub mogą mieć bardziej złożony przebieg w funkcji częstotliwości, byle tylko bardziej znaczące składniki częstotliwościowe były w dolnym zakresie częstotliwości megahercowych. Wzmacniacz operacyjny przesuwający poziom zastosowano po to, aby uzyskać dodatnie i ujemne napięcie w stosunku do masy, a nie w stosunku do +12 V.

4.3
FILTRY AKTYWNE *RC*

Filtrem aktywnym *RC* (czynnym lub bezindukcyjnym) nazywamy zespół elementów pasywnych *RC* połączonych z układem aktywnym w postaci jednego lub kilku wzmacniaczy operacyjnych. Szczególnie przydatne w realizacji układów aktywnych *RC* są scalone wzmacniacze operacyjne, przede wszystkim ze względu na swoje właściwości: dużą impedancję wejściową, małą impedancję wyjściową, duże wzmocnienie przy otwartej pętli i niski koszt. Te cechy wzmacniaczy operacyjnych sprawiają, że filtry aktywne mają szereg zalet w porównaniu z filtrami pasywnymi *RLC* (biernymi), szczególnie w zakresie małych częstotliwości.

Zadaniem filtru jest wydzielenie sygnału użytecznego z szumów lub mieszaniny sygnałów, których widmo częstotliwościowe różni się od widma sygnału użytecznego. W szczególności chodzi o wydzielenie i przeniesienie określonej części charakterystyki częstotliwościowej amplitudy sygnału wejściowego. Składowe widmowe sygnału otrzymanego na wyjściu filtru powinny znajdować się tylko w określonym pasmie częstotliwości, zwanym p a s m e m p r z e n o s z e n i a filtru. Charakterystyka filtru zależy od przeznaczenia danego filtru. Przebieg charakterystyki jest określony wybranym typem filtru, konstrukcją, właściwościami elementów, co z kolei zależy od warunków pracy filtru. Najczęściej wymagany jest ostry spadek charakterystyki filtru na krańcach pasma przenoszenia (dla częstotliwości granicznych).

Literatura dotycząca filtrów aktywnych jest dość obszerna, przy czym szczególnie można polecić przeglądowe, podające zasady projektowania, opracowania książkowe [4.8], [4.28], [4.29], [4.30], [4.31].

4.3.1
WŁAŚCIWOŚCI FILTRÓW AKTYWNYCH

Zakres częstotliwości, w którym pracują filtry aktywne *RC*, nie jest sztywnie ustalony, lecz wynika z rozsądnego kompromisu między wymaganymi własnościami filtru, złożonością układu i ceną. Przyjmuje się, że dolna granica sięga bardzo małych częstotliwości, bo około 0,001 Hz, górna zaś pokrywa się z górną granicą pasma akustycznego, tj. 20 kHz. Powyżej 20 kHz koszt filtru pasywnego staje się niższy niż filtru aktywnego, przy porównywalnych lub nieco lepszych właściwościach. W podanym zakresie częstotliwości można stosunkowo łatwo zapewnić płaską charakterystykę amplitudową filtru aktywnego w zakresie przepustowym i strome zbocza dla częstotliwości granicznych.

Prócz tego, nawet dla częstotliwości pracy mniejszych od 10 Hz, filtry aktywne pozwalają osiągnąć dość duże wartości dobroci Q, zapewniając tym samym dobrą selektywność filtru. Zakres Q osiągany w filtrach aktywnych sięga kilkuset. Jednak układy o dużym Q, aby zachować odpowiednią stabilność swoich parametrów przy zmianach temperatury, napięcia, częstotliwości i czasu, wymagają użycia elementów *RC* o wysokiej jakości (zwykle o większych wymiarach) i na

ogół większej liczby wzmacniaczy operacyjnych niż filtry o małym Q, np.: poniżej 10. Dla porównania filtr pasywny przy pracy na małych częstotliwościach wymaga zastosowania cewki o dużej indukcyjności, której wymiary fizyczne przeczą zasadniczemu celowi, jakim jest miniaturyzacja filtru. Cewki przy porównywalnych rozmiarach fizycznych z kondensatorami nie zapewniają odpowiedniej dobroci Q, wymaganej do uzyskania dobrej selektywności filtru. Wykazują też nieliniowość szczególnie przy zmianach temperatury.

Przy częstotliwościach powyżej 20 kHz czynnikiem ograniczającym zastosowanie filtrów aktywnych jest wzmacniacz operacyjny. Jego iloczyn wzmocnienia i szerokości pasma określa górną częstotliwość, przy której może pracować filtr. Większość tanich, powszechnie stosowanych wzmacniaczy operacyjnych w cenie około 1 dolara za sztukę, wprowadza ograniczenie mocy wyjściowej przy częstotliwości rzędu 20 kHz, tłumiąc tym samym sygnał wyjściowy filtru. Oczywiście produkowane są wzmacniacze operacyjne o dużym iloczynie wzmocnienia i pasma, np.: 100 MHz przy wzmocnieniu równym 1, pozwalające na projektowanie filtrów aktywnych o bardzo dobrych własnościach powyżej 20 kHz do częstotliwości około 1 MHz. Jednak cena takich wzmacniaczy operacyjnych jest kilkakrotnie wyższa.

Filtr aktywny może być dostrojony do żądanej częstotliwości pracy za pomocą rezystora, podczas gdy filtr pasywny może być strojony tylko za pomocą cewki lub kondensatora. Otrzymanie 5% dokładności przy dostrojeniu filtru pasywnego jest dość trudne, natomiast nie przedstawia żadnych problemów w filtrze aktywnym. Filtry pasywne zawsze tłumią sygnał, filtry aktywne zaś mogą wzmacniać sygnał, przy czym wartość wzmocnienia może być dowolnie regulowana, aż do około 60 dB w całym zakresie częstotliwości pracy.

Wzmacniacz operacyjny pozwala na zastosowanie elementów RC o małych wartościach nawet przy małych częstotliwościach pracy z dolnego zakresu pasma. Duża impedancja wejściowa wzmacniacza operacyjnego i mała wyjściowa wprowadza naturalne dopasowanie między poszczególnymi stopniami filtru aktywnego, czyli tzw. izolację międzystopniową, dzięki czemu poszczególne stopnie mogą być projektowane i strojone niezależnie od siebie.

W przypadku filtrów pasywnych dopasowanie impedancyjne jest konieczne i przy projektowaniu wymaga specjalnego uwzględnienia.

Przez zastosowanie wzmacniaczy operacyjnych w układach filtrów aktywnych, układy te nabyły pewnych cech, których nie mają filtry pasywne. Jedna z nich wynika z ograniczenia napięcia i prądu wyjściowego powszechnie stosowanych wzmacniaczy scalonych.

Filtry aktywne mają zwykle pojedyncze wejścia i wyjścia. Poziom napięcia na wejściu filtru aktywnego nie powinien się zmieniać w stosunku do napięcia zasilającego i masy, w filtrach pasywnych RLC zaś — może. Na wyjściu filtru aktywnego ze wzmacniaczem operacyjnym istnieje napięcie niezrównoważenia, które wykazuje dryf ze zmianą temperatury otoczenia. Na wejściu filtru aktywnego może płynąć prąd polaryzujący, jak np. w przypadku filtrów dolnoprzepustowych i pasmowozaporowych i czasem w filtrach pasmowoprzepustowych i górnoprzepustowych, zależnie od przyjętego sposobu realizacji filtru.

Czynnikiem ograniczającym właściwości filtru aktywnego przy dużych sygnałach jest szybkość zmian napięcia wyjściowego wzmacniacza operacyjnego S_{wy}.

4.3.2
PODZIAŁ FILTRÓW AKTYWNYCH

Filtry aktywne spełniają te same funkcje co filtry pasywne. Dzielą się więc na filtry dolnoprzepustowe, górnoprzepustowe, pasmowoprzepustowe, pasmowozaporowe i inne. Funkcje charakteryzujące odpowiedź filtru aktywnego są także identyczne jak dla filtrów pasywnych, tzn. mogą być funkcjami Butterwortha, Czebyszewa, Bessela (Thompsona), Butterwortha-Thompsona itd.

O tym, który typ filtru aktywnego zastosować i jaką przyjąć aproksymację charakterystyki amplitudowej, muszą zadecydować przede wszystkim: postać sygnału poddawanego filtracji, właściwości czasowe i częstotliwościowe, które powinien mieć sygnał przefiltrowany, oraz złożoność układu i koszt. Jeśli filtr ma być częścią impulsowego układu transmisyjnego, to ważne jest aby kształt impulsu nie ulegał zmianie przy przejściu przez filtr. Do takich zastosowań najbardziej odpowiednie są filtry Bessela (Thompsona), które mają liniową charakterystykę fazową w pasmie przepustowym i niezbyt płaską charakterystykę amplitudową. Opóźnienie grupowe, tj. pochodna fazy względem częstotliwości, w tego typu filtrach jest stałe aż do częstotliwości granicznej. Gdy kształt pasm dla częstotliwości granicznych jest ważniejszy niż liniowość fazy, to najlepsze są filtry Czebyszewa. W przypadku gdy wymagana jest maksymalnie płaska charakterystyka amplitudowa w pasmie przenoszonym i niezła liniowość fazy oraz dość strome zbocza, to wtedy najbardziej odpowiednie są filtry Butterwortha. Opadanie charakterystyki przy częstotliwości granicznej wynosi $-6n$ (dB) na oktawę, gdzie n oznacza rząd filtru lub liczbę biegunów transmitancji. Niezbyt liniowa charakterystyka fazy filtrów Butterwortha wprowadza nieliniowe opóźnienie grupowe. Na przykład w pracy [4.32] podano funkcje transmitancji, przebiegi charakterystyk amplitudowych i odpowiedzi na skok dla filtrów dolnoprzepustowych typu Butterwortha, Czebyszewa i Bessela (Thompsona) przy różnej liczbie biegunów: 2, 4, 7.

Ogólnie stosowana obecnie metoda analizy filtrów aktywnych i pasywnych polega na znalezieniu biegunów i zer funkcji transmitancji filtru. Podstawowe zależności i własnośei filtru ustala się na podstawie rozkładu biegunów. Filtry aktywne pierwszego rzędu o transmitancji jednobiegunowej zawierają prostą kombinację elementów *RC* i pojedynczy wzmacniacz operacyjny. Są proste w projektowaniu i konstrukcji, lecz nie pozwalają jednak na uzyskanie dobrych parametrów filtru.

Realizacja filtrów aktywnych wyższego rzędu o transmitancjach wielobiegunowych nie jest sprawą trudną, gdyż polega na kaskadowym łączeniu filtrów podstawowych. Takimi podstawowymi układami są filtry drugiego rzędu i trzeciego rzędu, zawierające jeden lub więcej wzmacniaczy operacyjnych. Zwykle

filtr aktywny trzeciego rzędu jest kombinacją jednobiegunowego pasywnego układu *RC* i filtru drugiego rzędu. Filtry wyższych rzędów, np. szóstego i siódmego rzędu składają się pierwszy — z trzech filtrów drugiego rzędu, drugi zaś zawiera dwa filtry drugiego rzędu i jeden filtr trzeciego rzędu. Jak można dowieść, funkcja transmitancji rzędu parzystego ma tylko bieguny zespolone, podczas gdy funkcja rzędu nieparzystego ma również biegun rzeczywisty.

W filtrach pasywnych uzyskanie transmitancji wyższego rzędu jest możliwe przez wprowadzenie dodatkowych elementów *LC*, co jednak poważnie komplikuje ten problem.

Jak już wyżej wspomniano, podstawowe stopnie filtrów aktywnych to układy pierwszego rzędu z pojedynczym biegunem i układy drugiego rzędu z pojedynczą parą biegunów zespolonych. Filtry aktywne trzeciego rzędu można w zasadzie traktować też jako podstawowe, chociaż istnieje ograniczenie, że w jednym filtrze kaskadowym złożonym ze stopni podstawowych nie może być więcej niż jeden stopień trzeciego rzędu.

Łączenie kaskadowe stopni podstawowych w celu zbudowania filtru wyższego rzędu ma pewne zalety. Po pierwsze, takie podejście do zagadnienia pozwala na łatwe projektowanie i strojenie złożonych filtrów, jak również redukuje możliwość wzajemnego oddziaływania między elementami. Po drugie, istnieje korzyść z punktu widzenia obliczeń matematycznych, gdyż filtry wyższych rzędów łatwo projektuje się wykorzystując technikę maszynowej syntezy przy użyciu komputera (computer-aided-design). Istnieje szereg prostych programów napisanych w językach FOCAL i FORTRAN przydatnych do tego zagadnienia [4.33], [4.34]. Przez wprowadzenie odpowiednich danych w postaci wartości elementów filtru odpowiedź może być w postaci funkcji Butterwortha, Czebyszewa itd. Są też gotowe tablice parametrów filtrów aktywnych [4.3], [4.32], [4.35], pomocne przy projektowaniu. Odpowiedź może być typu Butterwortha, Czebyszewa lub Bessela (Thompsona) od 2 do 10 biegunów lub też typu Butterwortha-Thompsona dla filtrów dolno- i górnoprzepustowych od 2 do 10 biegunów.

4.3.3
REALIZACJA FILTRÓW AKTYWNYCH

Różne układy mogą być użyte do realizacji podstawowych stopni filtrów aktywnych pierwszego, drugiego i trzeciego rzędu. Realizacje filtrów pierwszego rzędu z pojedynczymi biegunami rzeczywistymi nie będą tutaj szerzej przedstawione, gdyż są to układy łatwe do projektowania i budowane ze wzmacniaczem operacyjnym — są nieopłacalne.

Dość rzadko do realizacji filtrów począwszy od rzędu drugiego są również używane układy z pojedynczym ujemnym sprzężeniem zwrotnym o nieskończenie dużym wzmocnieniu (wyjaśnienie będzie podane dalej). W tego rodzaju filtrach stosuje się układy mostkowe typu T i układy typu podwójne T, które wymagają likwidowania niepotrzebnych zer i biegunów. Do realizacji funkcji transmitancji z zespolonymi biegunami

potrzeba wiele elementów *RC*, więcej niż np. w filtrach z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym. Dobieranie elementów i strojenie układów mostkowych T i podwójnych T jest trudne, ponieważ elementy pasywne oddziałują na siebie wzajemnie w dość dużym stopniu. Filtry tego rodzaju mają również dużą impedancję wyjściową.

Najbardziej popularne są dwa rodzaje układów filtrów aktywnych, które wymagają tylko jednego wzmacniacza operacyjnego w podstawowym stopniu filtru: układy z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym o nieskończenie dużym wzmocnieniu (infinite-gain multiple-feedback) i układy z dodatnim sprzężeniem zwrotnym zwane również źródłem napięciowym sterowanym napięciem (positive feedback lub voltage-controlled voltage source VCVS).

Również jednego wzmacniacza operacyjnego w stopniu podstawowym wymagają układy filtrów typu konwerter ujemnej impedancji (ideal current-inversion negative impedance converter INIC). W układach tych wzmacniacz operacyjny jest wykorzystywany jako wzmacniacz różnicowy.

Realizacja filtru aktywnego drugiego rzędu zmiennego stanu o nieskończenie dużym wzmocnieniu (infinite-gain state-variable) wymaga zastosowania trzech wzmacniaczy operacyjnych w układzie podstawowym. Zasada użycia wzmacniaczy operacyjnych do realizacji funkcji transmitancji jest tutaj podobna jak w maszynach analogowych, np. używając integratorów i sumatorów. Nieco zmodyfikowaną wersję tego rodzaju filtru stanowi układ dwukwadratowy (biquad active filter).

Wzmacniacze operacyjne pracują w filtrach aktywnych jako układy o wzmocnieniu napięciowym równym 1 (unity-gain mode), czyli jako wtórniki scalone lub też jako układy o nieskończenie dużym wzmocnieniu, czyli po prostu o wzmocnieniu z otwartą pętlą (infinity-gain mode). W wielu przypadkach przy projektowaniu filtrów aktywnych wzmacniacz operacyjny traktuje się jako element idealny, tzn. przyjmuje się, że ma nieskończenie duże wzmocnienie, nieskończenie dużą impedancję wejściową i zerową impedancję wyjściową. Założenia te są słuszne i upraszczają projektowanie. Gdy jednak częstotliwość pracy i dobroć filtru staje się duża, nie można pominąć skończonej wartości iloczynu wzmocnienia i szerokości pasma wzmacniacza operacyjnego, jak również wrażliwości jego parametrów na zmiany wartości elementów. Filtr pracujący ze wzmacniaczem operacyjnym o wzmocnieniu równym 1 charakteryzuje się dobrą stabilnością nawet przy dużym spadku (w dB na oktawę) charakterystyki amplitudowej. Chcąc jednak mieć sygnał wzmocniony, trzeba zastosować jeden lub więcej stopni wzmacniających. Wzmacniacze operacyjne pracujące w filtrach aktywnych jako układy o nieskończenie dużym wzmocnieniu są to przeważnie układy wysokiej klasy o małych szumach i dużym wzmocnieniu z otwartą pętlą. Układy te dają wzmocnienie napięciowe filtru np. rzędu 40 dB ÷ 60 dB przy zupełnie dobrej stabilności. Zaletą ich jest także mniejsza czułość parametrów na zmianę wartości elementów i wzmocnienia niż układów o wzmocnieniu równym 1.

4.3.3.1

PODSTAWOWE FUNKCJE I PARAMETRY FILTRÓW AKTYWNYCH

Mając daną funkcję przenoszenia filtru aktywnego $H(s)$, czyli jego transmitancję, i znając rozkład biegunów można znaleźć: moduł transmitancji $|H(j\omega)| = G(\omega)$, fazę $\Phi(\omega)$ oraz opóźnienie grupowe $\tau(\omega)$, co pozwala na wykreślenie odpowiednich charakterystyk: amplitudowej, fazowej i opóźnienia grupowego.

Do najważniejszych parametrów filtru należy zaliczyć: częstotliwości charakterystyczne, dobroć Q i wzmocnienie w pasmie przenoszonym.

Oprócz wyżej wymienionych funkcji i parametrów podaje się funkcje stabilności, które charakteryzują stabilność filtru aktywnego. Funkcje te pozwalają wyznaczyć wrażliwości parametrów filtru na zmiany wartości jego poszczególnych elementów. Problem polega tutaj na zminimalizowaniu wrażliwości parametrów filtru tak, aby tolerancje wartości elementów filtru nie były zbyt wygórowane.

Poniżej zostaną podane funkcje transmitancji i odpowiednie zależności, które w graficznym przedstawieniu są charakterystykami amplitudy, fazy i opóźnienia grupowego dla czterech podstawowych typów filtrów: dolno- i górnoprzepustowego oraz pasmowoprzepustowego i pasmowozaporowego.

Funkcja transmitancji filtru dolnoprzepustowego

a) z pojedynczym biegunem

$$H(s) = \frac{H_o \omega_n}{s+\omega_n} \tag{4.49}$$

Charakterystyka amplitudowa:

$$|H(j\omega)| = G(\omega) = \sqrt{\frac{H_o^2 \omega_n^2}{\omega^2+\omega_n^2}} \tag{4.50}$$

Charakterystyka fazowa:

$$\Phi(\omega) = -\operatorname{arctg}\frac{\omega}{\omega_n} \tag{4.51}$$

Opóźnienie grupowe:

$$\tau(\omega) = -\frac{d\Phi(\omega)}{d\omega} = \frac{\cos^2\Phi}{\omega_n} \tag{4.52}$$

gdzie:

H_o — jest wzmocnieniem w pasmie przepustowym,

ω_n — pulsacją graniczną.

b) ze sprzężoną parą biegunów zespolonych

$$H(s) = \frac{H_o \omega_n^2}{s^2+\xi\omega_n s+\omega_n^2} \tag{4.53}$$

Charakterystyka amplitudowa:

$$|H(j\omega)| = G(\omega) = \sqrt{\frac{H_o^2 \omega_n^4}{\omega^4+\omega^2\omega_n^2(\xi^2-2)+\omega_n^4}} \tag{4.54}$$

Charakterystyka fazowa:

$$\Phi(\omega) = -\operatorname{arctg}\left[\frac{1}{\xi}\left(2\frac{\omega}{\omega_n} + \sqrt{4-\xi^2}\right)\right] - \operatorname{arctg}\left[\frac{1}{\xi}\left(2\frac{\omega}{\omega_n} - \sqrt{4-\xi^2}\right)\right] \quad (4.55)$$

Równanie przedstawiające charakterystykę fazową zostało podane w formie odpowiedniej do syntezy maszynowej, a funkcja arctg może być określona tylko dla kąta głównego. Należy zaznaczyć, że ξ^2 nie jest nigdy większe od 4. Jeśli zdarzy się, że $\xi^2 > 4$, to bieguny przestają być zespolone. Wielkość $Q = 1/\xi$, gdzie Q — dobroć filtru, ξ — współczynnik tłumienia.

Charakterystyka fazowa:

$$\tau(\omega) = \frac{2\sin^2\Phi}{\xi\omega_n} - \frac{\sin 2\Phi}{2\omega} \quad (4.56)$$

Funkcja transmitancji filtru górnoprzepustowego

a) z pojedynczym biegunem

$$H(s) = \frac{H_o s}{s+\omega_n} \quad (4.57)$$

oraz odpowiednio:

$$G(\omega) = \sqrt{\frac{H_o^2\omega^2}{\omega^2+\omega_n^2}} \quad (4.58)$$

$$\Phi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg}\frac{\omega}{\omega_n} \quad (4.59)$$

$$\tau(\omega) = \frac{\sin^2\Phi}{\omega_n} \quad (4.60)$$

b) ze sprzężoną parą biegunów zespolonych

$$H(s) = \frac{H_o s^2}{s^2+\xi\omega_n s+\omega_n^2} \quad (4.61)$$

oraz odpowiednio:

$$G(\omega) = \sqrt{\frac{H_o^2\omega^4}{\omega^4+\omega^2\omega_n^2(\xi^2-2)+\omega_n^4}} \quad (4.62)$$

$$\Phi(\omega) = \pi - \operatorname{arctg}\left[\frac{1}{\xi}\left(2\frac{\omega}{\omega_n} + \sqrt{4-\xi^2}\right)\right] - \operatorname{arctg}\left[\frac{1}{\xi}\left(2\frac{\omega}{\omega_n} - \sqrt{4-\xi^2}\right)\right] \quad (4.63)$$

$$\tau(\omega) = \frac{2\sin^2\Phi}{\xi\omega_n} - \frac{\sin 2\Phi}{2\omega} \quad (4.64)$$

Funkcja transmitancji filtru pasmowoprzepustowego

Funkcja transmitancji filtru pasmowoprzepustowego z zespoloną sprzężoną parą biegunów ma postać następującą:

$$H(s) = \frac{H_o\,\xi\omega_0 s}{s^2+\xi\omega_0 s+\omega_0^2} \quad (4.65)$$

gdzie:

$$\xi = \frac{1}{Q} \text{ oraz } Q = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} = \frac{f_0}{f_2 - f_1}$$

f_1 i f_2 są częstotliwościami, przy których amplituda maleje o -3 dB wartości H_o, która jest wzmocnieniem w pasmie przepustowym dla częstotliwości środkowej $\omega_0 = 2\pi f_0$,

ξ — współczynnik tłumienia.

Funkcję transmitancji można również zapisać w postaci:

$$H(j\omega) = \frac{H_o}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \tag{4.66}$$

oraz pozostałe charakterystyki):

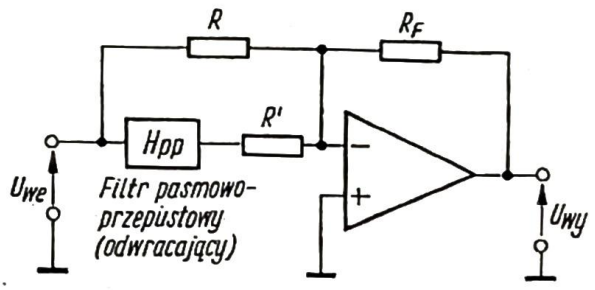
$$G(\omega) = \sqrt{\frac{H_o^2}{1 + Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} = \sqrt{\frac{H_o^2 \xi^2 \omega_0^2 \omega^2}{\omega^4 + \omega^2\omega_0^2(\xi^2 - 2) + \omega_0^4}} \tag{4.67}$$

$$\Phi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg}\left(\frac{2Q\omega}{\omega_0} + \sqrt{4Q^2 - 1}\right) - \operatorname{arctg}\left(2Q\frac{\omega}{\omega_0} - \sqrt{4Q^2 - 1}\right) \tag{4.68}$$

$$\tau(\omega) = \frac{2Q\cos^2\Phi}{\omega_0} + \frac{\sin 2\Phi}{2\omega} \tag{4.69}$$

Funkcja transmitancji filtru pasmowozaporowego

Filtr pasmowozaporowy można zrealizować wykonując operację $1 - H_{pp}(s)$, gdzie H_{pp} jest transmitancją filtru pasmowoprzepustowego (rys. 4.83).



4.83. Filtr pasmowozaporowy

Jeżeli $R' = RH_o$ (dla filtru pasmowoprzepustowego), to wyrażenie na transmitancję filtru pasmowozaporowego ma postać:

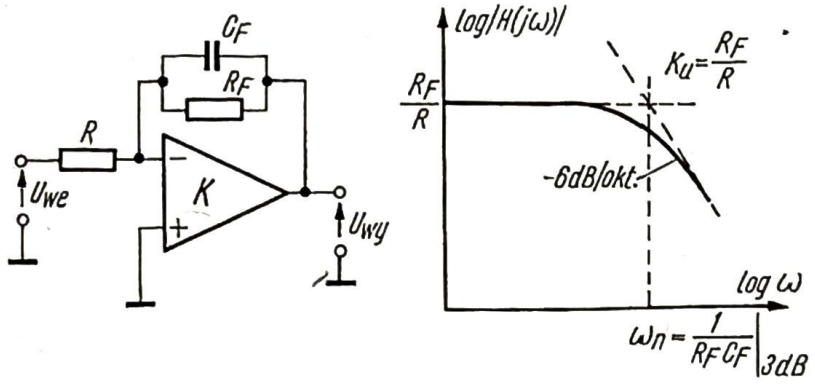
$$H(s) = -\frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \xi\omega_0 s + \omega_0^2} \cdot \frac{R_F}{R} \tag{4.70}$$

Pozostałe zależności są podobne jak dla filtru pasmowoprzepustowego.

4.3.3.2
PROSTY FILTR AKTYWNY PIERWSZEGO RZĘDU Z POJEDYNCZYM BIEGUNEM

Na rys. 4.84a przedstawiono przykład prostego filtru dolnoprzepustowego zbudowany z trzech elementów pasywnych R, R_F i C_F oraz wzmacniacza opera-

cyjnego K. Funkcja transmitancji ma postać podaną w wyrażeniu (4.49), gdzie: $H_o = -R_F/R$ i $\omega_n = 1/R_F C_F$. Na rys. 4.84b przedstawiono charakterystykę filtru. Wzmocnienie w pasmie przenoszenia jest równe R_F/R i może być większe

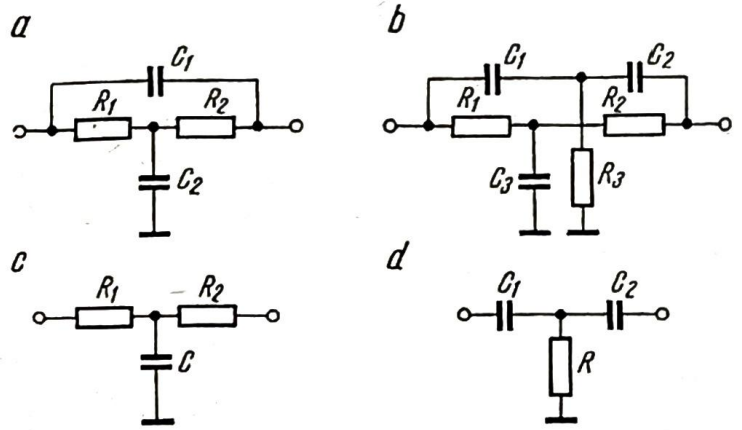


4.84. Prosty filtr aktywny pierwszego rzędu

od 1. Dla częstotliwości $\omega = \omega_n$ $\Phi = -45°$; wzmocnienie maleje do 0,707 R_F/R i spada z szybkością -6 dB na oktawę. Tego rodzaju filtry są nieekonomiczne i rzadko używane.

4.3.3.3
FILTR Z POJEDYNCZYM SPRZĘŻENIEM ZWROTNYM

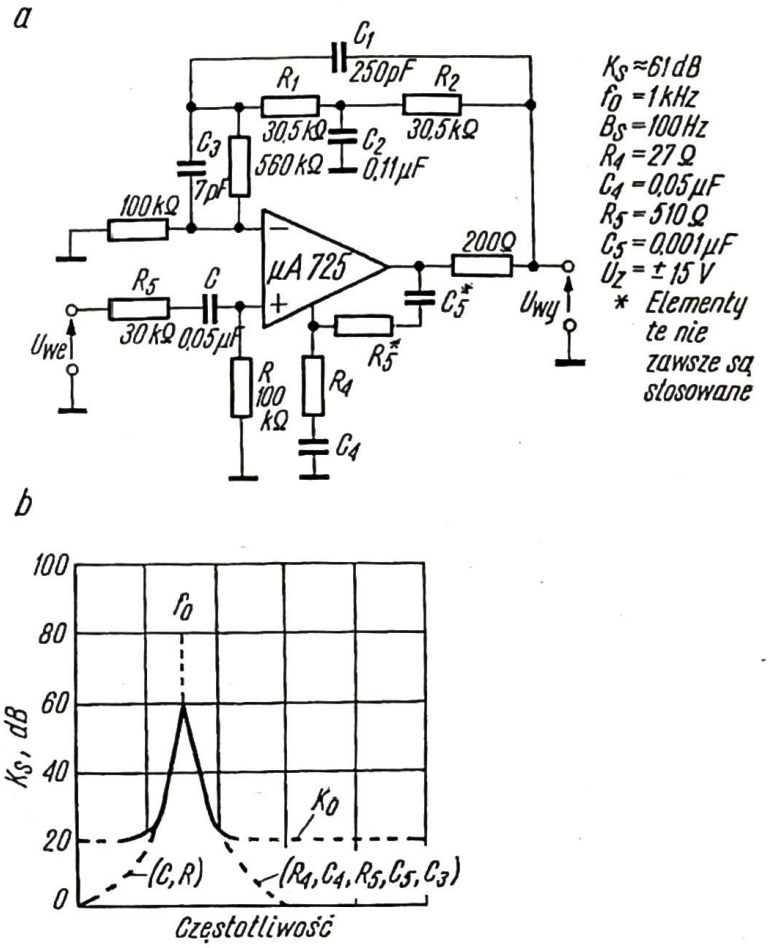
Jak już zaznaczono, są to układy budowane z elementów RC w konfiguracji mostkowej typu T lub podwójnego T. Wzmacniacz operacyjny pracuje z nieskończenie dużym wzmocnieniem, przy czym korzysta się z wejścia odwracającego, a nieodwracające łączy się z masą. Obydwa układy typu mostkowego T i podwójnego T oraz proste układy dolno- i górnoprzepustowe przedstawiono na rys. 4.85. Filtr aktywny z pojedynczym sprzężeniem zwrotnym, np. mostkowy T, może pracować jako dolnoprzepustowy z układem prostym RC (rys. 4.85c) na wejściu



4.85. Układy elementów pasywnych stosowane w filtrach aktywnych z pojedynczym sprzężeniem zwrotnym
a — układ mostkowy typu T,
b — układ typu podwójne T,
c — wejściowy układ dolnoprzepustowy,
d — wejściowy układ górnoprzepustowy

z funkcją transmitancji określoną wyrażeniem (4.53) lub jako górnoprzepustowy z prostym układem RC (rys. 4.85d) na wejściu i realizujący funkcję (4.61) lub też jako pasmowy.

Przykład filtru pasmowoprzepustowego typu mostkowego T z pojedynczym sprzężeniem zwrotnym, zbudowanego na wzmacniaczu operacyjnym μA 725 w układzie o nieskończenie dużym wzmocnieniu, przedstawiono na rysunku 4.86a [4.36]. Układ mostkowy T wytwarza odpowiednią częstotliwość środkową



4.86. Filtr pasmowoprzepustowy z pojedynczym ujemnym sprzężeniem zwrotnym
a — układ praktyczny,
b — charakterystyka filtru

pasma przenoszenia i ustala wartość Q filtru pasmowoprzepustowego. Maksymalne przesunięcie fazowe układu mostkowego T jest zawsze mniejsze od 90°, dlatego też stabilność wzmacniacza z tym układem w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego jest dobra.

Dolną częstotliwość graniczną f_1 utrzymuje wejściowy górnoprzepustowy układ RC, natomiast górną częstotliwość graniczną f_2 ustala się przez normalną kompensację częstotliwościową wzmacniacza operacyjnego za pomocą elementów R_4C_4 i R_5C_5 oraz pojemność C_3 w pętli sprzężenia zwrotnego. Na rys. 4.86b podano typową charakterystykę filtru pasmowoprzepustowego z pasmem przepustowym w zakresie mniejszych częstotliwości (bez naniesionej logarytmicznej skali częstotliwości).

Mostek T zawiera w tym przypadku układ górnoprzepustowy (R_2C_1), połączony równolegle z układem dolnoprzepustowym (R_1C_2). Częstotliwość zerowa mostka ma następującą wartość:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1 \sqrt{b}} \tag{4.71}$$

a stosunek sygnału na wyjściu do sygnału na wejściu dla częstotliwości zerowej

wynosi $2/(2+b)$. Dobroć układu jest równa $Q = \sqrt{b}/2$. Jeżeli f_0 ma być częstotliwością środkową, to R_i powinno być równe R_2 i $b = C_2/C_1$.

Dobór impedancji wyjściowej układu sterującego filtr nie jest zbyt krytyczny, o ile jej wartość jest względnie mała w stosunku do impedancji mostka T. Jeśli wartość impedancji sterującej jest $\leqslant 200\Omega$, to nie będzie ona wpływała na częstotliwość zerową i wartość Q. Impedancja obciążenia powoduje zmniejszenie częstotliwości zerowej, lecz prawie nie wpływa na wartość Q. Efekt zmniejszania częstotliwości zerowej można skorygować przez niewielkie zredukowanie wartości R_1 i R_2.

Wzmocnienie układu w pasmie przepustowym dla częstotliwości środkowej jest równe:

$$K_s = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = \left[K_0 + \frac{2+b}{2}\right] \cdot \frac{R}{R + \frac{R_s}{2\pi f_0 C}} \tag{4.72}$$

gdzie

K_0 — wzmocnienie układu dla prądu stałego.

Rezystor $200\,\Omega$ włączony szeregowo z wyjściem wzmacniacza operacyjnego zabezpiecza przed zwarciem na wyjściu oraz tłumi oscylacje, które mogą się pojawiać przy większych częstotliwościach w przypadku pojemnościowego obciążenia.

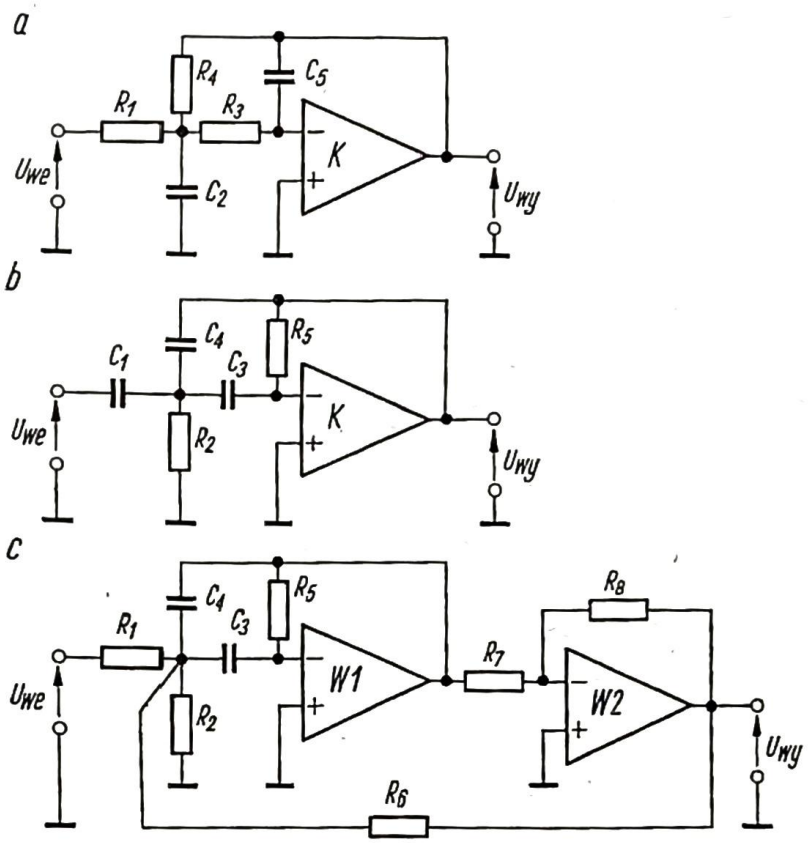
Współczynniki temperaturowe rezystorów i kondensatorów mostka T są tak dobrane, aby częstotliwość środkowa i dobroć Q nie ulegały zmianie. Stabilność wzmocnienia zmiennoprądowego jest określona przez stabilność stosunków pojemności C_2/C_1 i rezystancji R_2/R_1 mostka T.

Zastosowany w układzie wzmacniacz operacyjny μA 725 jest układem wysokiej klasy o wzmocnieniu z otwartą pętlą $K_0 = 3 \cdot 10^6$ i niskim poziomie szumów własnych, pozwalający na uzyskanie wzmocnienia napięciowego układu rzędu 60 dB i dobroci $Q \geqslant 10$.

4.3.3.4
FILTRY AKTYWNE Z WIELOKROTNYM SPRZĘŻENIEM ZWROTNYM

Filtry aktywne z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym są częściej stosowane niż filtry z pojedynczym sprzężeniem zwrotnym. W układach filtrów z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym o nieskończenie dużym wzmocnieniu używa się jednego lub dwóch wzmacniaczy operacyjnych (rys. 4.87). Filtry aktywne z jednym wzmacniaczem operacyjnym mają zwykle dwie lub więcej pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego. W zależności od doboru elementów RC pełnią funkcję układów dolno- i górnoprzepustowych oraz pasmowoprzepustowych, a ich funkcje transmitancji mają sprzężoną parę biegunów na płaszczyźnie zespolonej s, z zerami umieszczonymi w początku układu lub nieskończoności. Wadą układów pasmowoprzepustowych z jednym wzmacniaczem operacyjnym jest trudność w uzyskaniu dużej dobroci Q. Znacznie większe wartości Q w zakresie od 10 do 50 można

otrzymać w podstawowym filtrze pasmowoprzepustowym z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym, wprowadzając drugi wzmacniacz operacyjny *W2*. Wyjście wzmacniacza *W2* łączy się z układem elementów *RC* na wejściu wzmacniacza *W1*, tworząc tym samym pętlę dodatniego sprzężenia zwrotnego.



4.87. Filtry aktywne z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym
a — dolnoprzepustowy,
b — górnoprzepustowy,
c — pasmowoprzepustowy

Układ przedstawiony na rys. 4.87a jest filtrem dolnoprzepustowym z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym, którego transmitancja ma następującą postać:

$$H(s) = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{-\dfrac{1}{R_1 R_3 C_2 C_5}}{s^2 + \dfrac{s}{C_2}\left(\dfrac{1}{R_1} + \dfrac{1}{R_3} + \dfrac{1}{R_4}\right) + \dfrac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5}} \tag{4.73}$$

skąd:

$$H_o = \frac{R_4}{R_1},$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5}},$$

$$\frac{1}{Q} = \xi = \sqrt{\frac{C_5}{C_2}}\left(\sqrt{\frac{R_3}{R_4}} + \sqrt{\frac{R_4}{R_3}} + \frac{\sqrt{R_3 R_4}}{R_1}\right).$$

Układ odwraca fazę napięcia wejściowego. Strojenie filtru przeprowadza się za pomocą rezystorów: R_3 — do strojenia ω_n, R_1 — do regulacji Q. Filtr ma najlepsze własności gdy H_o jest mniejsze od 10 przy $Q = 10$ ($\xi = 0{,}1$). Wartość H_o można zwiększyć do 100 przy obniżeniu Q do wartości równej 1.

Układ przedstawiony na rys. 4.87b jest filtrem górnoprzepustowym, którego transmitancja ma następującą postać:

$$H(s) = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{-\frac{C_1}{C_4} \cdot s^2}{s^2 + \frac{s}{R_5}\left(\frac{C_1}{C_3 C_4} + \frac{1}{C_4} + \frac{1}{C_3}\right) + \frac{1}{R_2 R_5 C_3 C_4}} \tag{4.74}$$

skąd:

$$H_o = \frac{C_1}{C_4},$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{R_2 R_5 C_3 C_4}},$$

$$\frac{1}{Q} = \xi = \sqrt{\frac{R_2}{R_5}}\left(\frac{C_1}{\sqrt{C_3 C_4}} + \sqrt{\frac{C_3}{C_4}} + \sqrt{\frac{C_4}{C_3}}\right).$$

Podobnie jak dla filtru dolnoprzepustowego, obowiązują te same ograniczenia na H_o. Układ odwraca fazę sygnału wejściowego. Strojenie filtru przebiega następująco: najpierw dobiera się rezystory R_2 i R_5 tak, aby otrzymać maksymalną wartość Q przy pewnej częstotliwości różnej jeszcze od f_n. Potem dopiero dobiera się częstotliwość graniczną f_n, zmieniając jednocześnie w tym samym stosunku wartość rezystorów R_2 i R_5. Dobroć Q w tym przypadku nie zmienia się. Strojenie jest łatwiejsze, jeśli można go dokonać przez zmianę wartości C_1, co nie zawsze jest możliwe.

Jak już wspomniano, filtr pasmowoprzepustowy zbudowany tylko na jednym wzmacniaczu operacyjnym ma dwie zasadnicze wady: trudność w uzyskaniu dużego Q i znaczną wrażliwość dobroci na zmianę wartości elementów. Układ przedstawiony na rys. 4.87c nie ma tych wad. Wprowadzenie drugiego wzmacniacza operacyjnego *W2* i dodatniego sprzężenia zwrotnego przez rezystor R_6 pozwala na znaczne zwiększenie dobroci Q, aż do około 50. Funkcja transmitancji filtru pasmowoprzepustowego ma następującą postać:

$$H(s) = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{s \cdot \frac{K}{R_1 C_4}}{s^2 + \frac{s}{R_5 C_4}\left(1 + \frac{C_4}{C_3} - \frac{KR_5}{R_6}\right) + \frac{1}{C_3 C_4 R_5}\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_6}\right)} \tag{4.75}$$

gdzie:

$$K = \frac{R_8}{R_7}$$

i odpowiednio

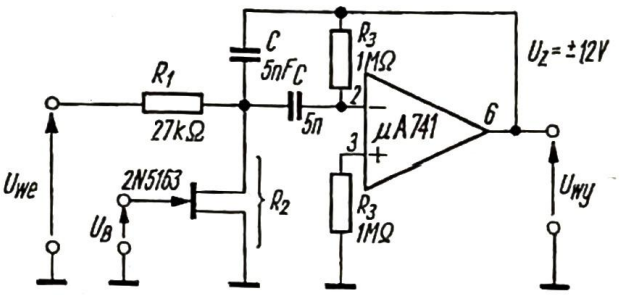
$$H_o = \frac{1}{R_1} \cdot \frac{1}{\frac{1}{KR_5}\left(1 + \frac{C_4}{C_3}\right) - \frac{1}{R_6}},$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_5 C_3 C_4}\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_6}\right)},$$

$$\frac{1}{Q} = \xi = \sqrt{\frac{1}{R_5\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+\frac{1}{R_6}\right)}} \cdot \sqrt{\frac{C_3}{C_4}}\left(1+\frac{C_4}{C_3}-\frac{KR_5}{R_6}\right).$$

Wadą układu jest konieczność zastosowania dwóch wzmacniaczy operacyjnych dla każdej pary biegunów zespolonych. Układ jednak ma dodatkową zaletę, polegającą na możliwości niezależnego strojenia częstotliwości środkowej i doboru wartości Q. Zwykle wartość rezystorów R_1 i R_6 jest większa od R_2 i z tego względu rezystor R_2 jest używany do strojenia częstotliwości środkowej. Dobroć dobiera się przez zmianę współczynnika K bez wpływu na częstotliwość ω_0. Zaletą układu jest również mała rezystancja wyjściowa, co pozwala na kaskadowe łączenie filtrów pasmowoprzepustowych tego typu, które tylko w nieznacznym stopniu oddziałują na siebie.

Układ przedstawiony na rys. 4.88 jest filtrem pasmowoprzepustowym z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym, strojonym zewnętrznie za pomocą napięcia U_B [4.37], [4.38]. Jest to układ z jednym wzmacniaczem operacyjnym μA 741,



4.88. Pasmowoprzepustowy filtr aktywny z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym strojony napięciowo (U_B)

w którym rezystor R_2 zastąpiono tranzystorem polowym 2N 5163. Tranzystor polowy pełni funkcję rezystora o zmiennej wartości, sterowanego napięciowo. Wartości poszczególnych rezystorów można określić następująco:

$$\left.\begin{aligned} R_1 &= \frac{1}{2\pi B_S K_S C} \\ R_3 &= \frac{1}{B_S \pi C} \\ R_2 &= \frac{1}{2\pi C\left(\frac{2f_0^2}{B_S}-B_S K_S\right)} \end{aligned}\right\} \qquad (4.76)$$

gdzie

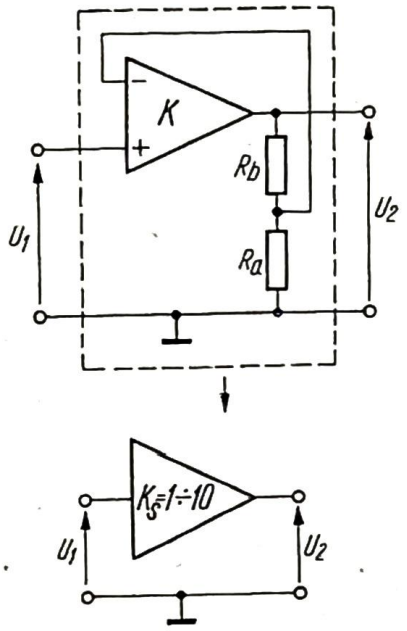
B_S jest 3 dB szerokością pasma, K_S jest wzmocnieniem napięciowym i f_0 jest częstotliwością środkową filtru.

Częstotliwość środkowa f_0 jest strojona za pomocą sterowanego rezystora R_2, przy ustalonych wartościach pozostałych elementów RC. Własności filtru dla podanych na rys. 4.88 wartości elementów RC są następujące: przy ustalonej

szerokości pasma 80 Hz, dobroć Q zmienia się od 2,5 przy 200 Hz do 40 przy 3,2 kHz. Wzmocnienie napięciowe filtru jest równe 26 dB $\pm$ 1 dB w całym zakresie strojenia.

4.3.3.5
FILTRY AKTYWNE Z DODATNIM SPRZĘŻENIEM ZWROTNYM (VCVS)

Filtry aktywne z dodatnim sprzężeniem zwrotnym są często nazywane nieodwracającymi napięciowo-sterowanymi źródłami napięciowymi (VCVS). Elementem aktywnym w tego typu filtrach jest nieodwracający wzmacniacz operacyjny, pracujący jako źródło napięciowe sterowane VCVS (rys. 4.89). Impedancja wej-



4.89. Wzmacniacz operacyjny nieodwracający jako napięciowe źródło sterowane (VCVS)

ściowa źródła zależy od typu zastosowanego wzmacniacza operacyjnego i na ogół jest bardzo duża, rzędu dziesiątek i więcej MΩ. Impedancja wyjściowa jest bardzo mała, zwykle mniejsza od 1Ω dla K_S w zakresie od 1 do 10. Funkcja przenoszenia tego źródła jest równa:

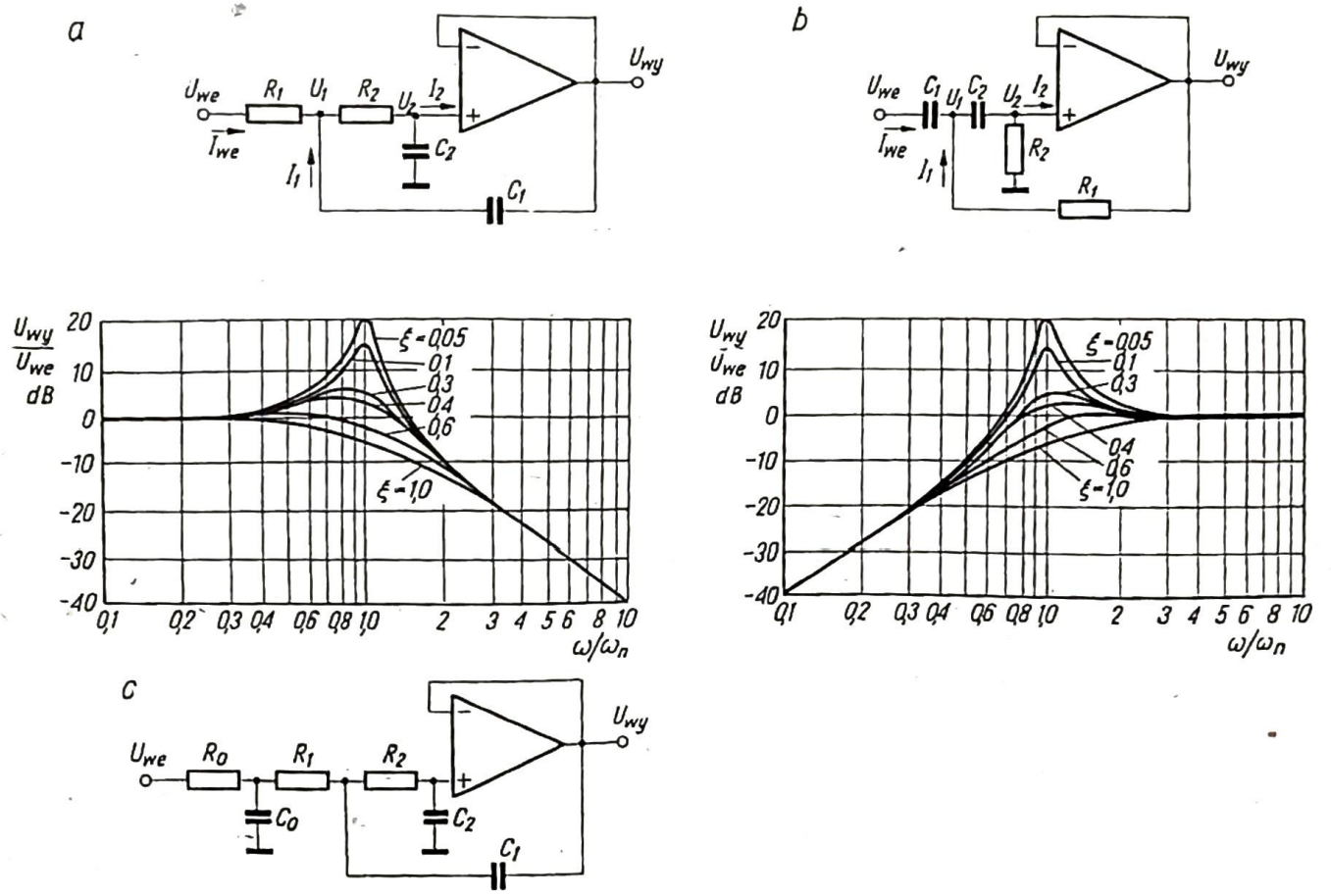
$$K_S = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = 1 + \frac{R_b}{R_a} \tag{4.77}$$

Źródło napięciowe sterowane napięciem w połączeniu z układem RC tworzy filtr aktywny z dodatnim sprzężeniem zwrotnym. Odpowiedni dobór elementów RC pozwala budować filtry dolno- i górnoprzepustowe oraz pasmowoprzepustowe.

W celu zminimalizowania wrażliwości parametrów filtru na rozrzut wartości jego elementów, wzmacniacz operacyjny powinien pracować ze wzmocnieniem napięciowym równym jedności (unity-gain mode) i dużym wzmocnieniem prądowym — czyli jako wtórnik. Przy rozpatrywaniu filtrów z dodatnim sprzężeniem zwrotnym zakłada się, że wzmocnienie prądowe wtórnika jest nieskończenie duże. W praktyce nie używa się rezystorów R_a i R_b, a wyjście wzmacniacza opera-

cyjnego łączy się bezpośrednio z wejściem odwracającym. Odpowiada to przypadkowi, gdy $K_S = 1$. Bardzo często zamiast wzmacniaczy operacyjnych z wejściem symetrycznym używa się wzmacniaczy operacyjnych z wejściem niesymetrycznym, tzn. wtórniki scalone, jak np. LM 102.

Podstawowy stopień dolno- lub górnoprzepustowy filtru aktywnego z dodatnim sprzężeniem zwrotnym o funkcji przenoszenia drugiego rzędu zawiera: dwa rezystory, dwa kondensatory oraz wzmacniacz operacyjny, pracujący w układzie wtórnika. Ponieważ ten typ filtru jest często stosowany, więc zostanie rozważony bardziej szczegółowo.



4.90. Filtry aktywne z dodatnim sprzężeniem zwrotnym

a — filtr dolnoprzepustowy oraz charakterystyki U_{wy}/U_{we} w funkcji ω/ω_n dla różnych wartości współczynnika tłumienia ξ,
b — filtr górnoprzepustowy oraz charakterystyki U_{wy}/U_{we} w funkcji ω/ω_n dla różnych wartości współczynnika tłumienia ξ,
c — dolnoprzepustowy filtr trzeciego rzędu

FILTR DOLNOPRZEPUSTOWY. Dolnoprzepustowy filtr aktywny (rys. 4.90a) z dwubiegunową funkcją przenoszenia ma charakterystykę, która opada z szybkością 12 dB/oktawę. Przyjmując, że wzmocnienie napięciowe jest równe 1, a prądowe — nieskończenie duże, otrzymuje się zgodnie z rys. 4.90a następujące zależności:

$$U_2 = U_{wy};\ I_2 = 0$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1+sR_2C_2}$$

$$U_2 = U_1 - (I_1 + I_{we}) R_2$$

$$I_1 = (U_{we} - U_1) C_1 s$$

$$I_{we} = \frac{U_{we} - U_1}{R_1}$$

Rozwiązując powyższe równania i biorąc stosunek U_{wy}/U_{we}, otrzymuje się:

$$H(s) = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{1}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + s(R_1 + R_2) C_2 + 1} \tag{4.78}$$

a oznaczając przez

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

oraz

$$\xi = \frac{(R_1 + R_2) C_2}{2 R_1 R_2 C_1 C_2 \omega_n} = (R_1 + R_2) C_2 \omega_n \tag{4.79}$$

równanie (4.78) przybiera postać:

$$\frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + s 2\xi\omega_n + 1} \tag{4.80}$$

gdzie:

ω_n — pulsacja graniczna,

ξ — współczynnik tłumienia.

Rodzinę charakterystyk przenoszenia wykreśloną zgodnie z równaniem (4.80) w funkcji znormalizowanej częstotliwości ω/ω_n dla różnych wartości współczynnika tłumienia przedstawiono na rys. 4.90a. Jak widać, wartość współczynnika tłumienia ξ określa charakter odpowiedzi filtru dla częstotliwości granicznej ω_n.

1. Filtr dolnoprzepustowy niedotłumiony ($\xi < 1$)

Pierwiastki kwadratowe s_1, s_2 mianownika funkcji przenoszenia są biegunami tej funkcji. Ich położenie na płaszczyźnie zespolonej s przedstawiono w tablicy 4.1, gdzie:

$$s_1 = -\xi\omega_n + j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}$$

$$s_2 = -\xi\omega_n - j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2}$$

a po podstawieniu do funkcji przenoszenia:

$$\frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{\omega_n^2}{(s + \xi\omega_n - j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2})(s + \xi\omega_n + j\omega_n \sqrt{1 - \xi^2})}$$

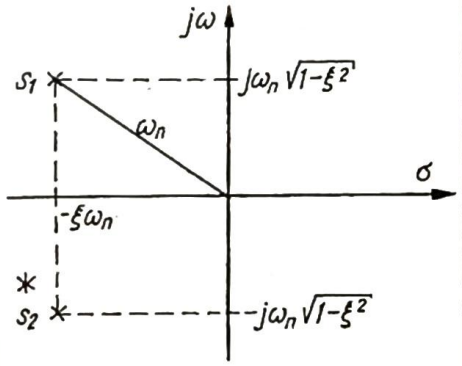
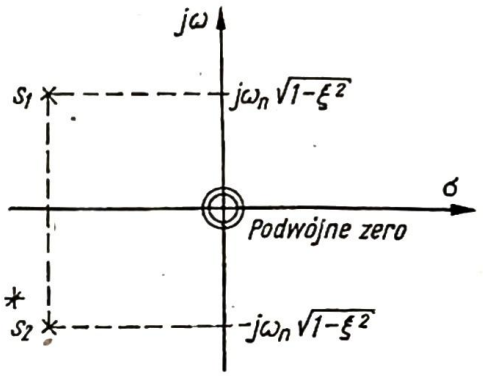
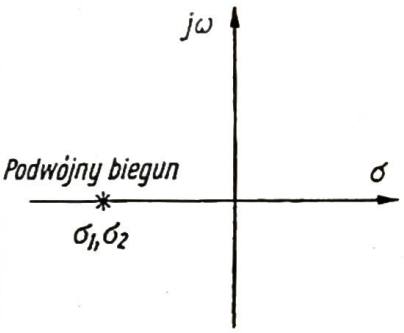
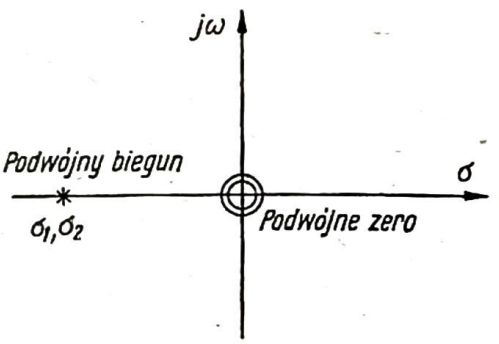
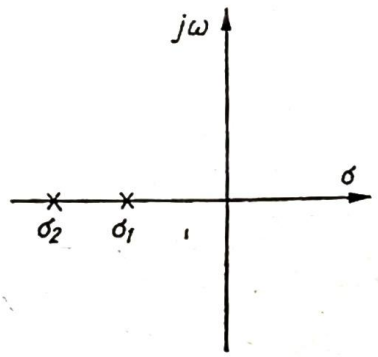
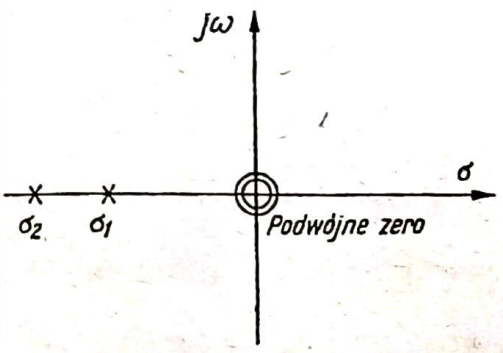
2. Filtr dolnoprzepustowy o tłumieniu krytycznym ($\xi = 1$)

Jak poprzednio, pierwiastki mianownika równania (4.80) są biegunami funkcji przenoszenia, a ich położenie na płaszczyźnie zespolonej s pokazuje tablica 4.1, gdzie:

$$s_1 = -\omega_n, \quad s_2 = -\omega_n$$

ROZKŁAD BIEGUNÓW I ZER FUNKCJI PRZENOSZENIA FILTRÓW Z DODATNIM SPRZĘŻENIEM ZWROTNYM

Tablica 4.1

	Filtr dolnoprzepustowy	Filtr górnoprzepustowy
Filtr niedotłumiony ($\xi<1$)		
Filtr o tłumieniu krytycznym ($\xi=1$)		
Filtr przetłumiony ($\xi>1$)		

a funkcja przenoszenia ma postać:

$$\frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{\omega_n^2}{(s+\omega_n)^2}$$

3. Filtr dolnoprzepustowy przetłumiony ($\xi > 1$)

Pierwiastki mianownika funkcji przenoszenia są w tym przypadku równe:

$$s_1 = -\xi\omega_n + \omega_n\sqrt{\xi^2-1}$$

$$s_2 = -\xi\omega_n - \omega_n\sqrt{\xi^2-1}$$

a ich położenie na płaszczyźnie zespolonej pokazuje tablica 4.1. Funkcja przenoszenia ma postać:

$$\frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{\omega_n^2}{(s+\xi\omega_n-\omega_n\sqrt{\xi^2-1})(s+\xi\omega_n+\omega_n\sqrt{\xi^2-1})}$$

Właściwości częstotliwościowe filtru dolnoprzepustowego zależą od doboru częstotliwości granicznej ω_n i współczynnika tłumienia ξ. Z kolei te dwa parametry zależą od nieznanych wartości elementów filtru R_1, R_2, C_1 i C_2. Dwie z nich — zwykle C_1 i C_2 przyjmuje się, natomiast wartości rezystorów R_1 i R_2 oblicza się z równań (4.79) przy wcześniej założonych wartościach ω_n i ξ, określających charakter odpowiedzi częstotliwościowej filtru. Dla $\xi \approx 0{,}6$ otrzymuje się maksymalnie płaski przebieg odpowiedzi filtru. Wartości C_1 i C_2 zwykle wybiera się z typowego szeregu produkowanych kondensatorów, z tym jednak, aby wartości rezystorów były w zakresie kΩ. Ze względu na tolerancje rezystorów i kondensatorów oraz ograniczone wzmocnienie prądowe wzmacniacza operacyjnego (typowa wartość rzędu kilkuset), należy przewidzieć możliwość niewielkiego dostrojenia filtru, np. przez zmianę rezystora R_1.

Filtr górnoprzepustowy. Górnoprzepustowy filtr aktywny (rys. 4.90b) z funkcją przenoszenia o dwóch zerach w początku układu współrzędnych i dwóch biegunach ma charakterystykę, która opada z szybkością 12 dB/okt. Przyjmując, że wzmocnienie napięciowe jest równe 1 i wzmocnienie prądowe jest nieskończenie duże, można łatwo wyprowadzić następujące zależności:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{sR_2C_2}{sR_2C_2+1}$$

$$U_2 = U_1 - (I_1 + I_{we})\frac{1}{sC_2}$$

$$I_1 = \frac{U_{wy}-U_1}{R_1}$$

$$I_{we} = (U_{we}-U_1)sC_1$$

Rozwiązując powyższe równania i biorąc stosunek U_{wy}/U_{we}, otrzymuje się:

$$H(s) = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{s^2}{s^2 + \frac{C_1+C_2}{R_2C_1C_2}s + \frac{1}{R_1R_2C_1C_2}} \tag{4.81}$$

Określając podobnie jak poprzednio parametry filtru ω_n i ξ otrzymuje się:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$$

oraz

$$\xi = \frac{C_1+C_2}{2R_2C_1C_2\omega_n} = \frac{C_1+C_2}{2}\sqrt{\frac{R_1}{R_2C_1C_2}} \tag{4.82}$$

Przepisując równanie (4.41) ponownie, otrzymuje się:

$$\frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{s^2}{s^2+2\xi\omega_n+1} \tag{4.83}$$

Rodzinę charakterystyk przenoszenia filtru górnoprzepustowego, wykreśloną zgodnie z równaniem (4.83) dla różnych wartości współczynnika tłumienia ξ w funkcji ω/ω_n, pokazano na rys. 4.90b. Rozkład biegunów i zer funkcji przenoszenia filtru górnoprzepustowego dla trzech przypadków tłumienia: $\xi < 1$, $\xi = 1$ i $\xi > 1$ pokazano w tablicy 4.1. Rozkład biegunów jest identyczny jak dla filtru dolnoprzepustowego, z tym że w każdym przypadku funkcja przenoszenia ma podwójne zero w początku układu współrzędnych σ, $j\omega$.

Dobór wartości elementów filtru przebiega podobnie jak dla filtru dolnoprzepustowego. Przyjmując $C_1 = C_2 = C$ otrzymuje się wartość $R_1 = \xi/\omega_n C$ i wartość $R_2 = 1/C\xi\omega_n$.

W prosty sposób, np. w układzie filtru dolnoprzepustowego, można uzyskać funkcję przenoszenia trzeciego rzędu, dodając na wejściu filtru układ R_0 i C_0, co pokazano na rys. 4.90c. Zakładając $R_0 = R_1 = R_2 = R$ można wykazać, że funkcja przenoszenia ma następującą postać:

$$H(s) = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{1}{s^3R^3C_0C_1C_2+s^2R^2(2C_0C_1+2C_1C_2)+sR(C_0+3C_1)+1}$$

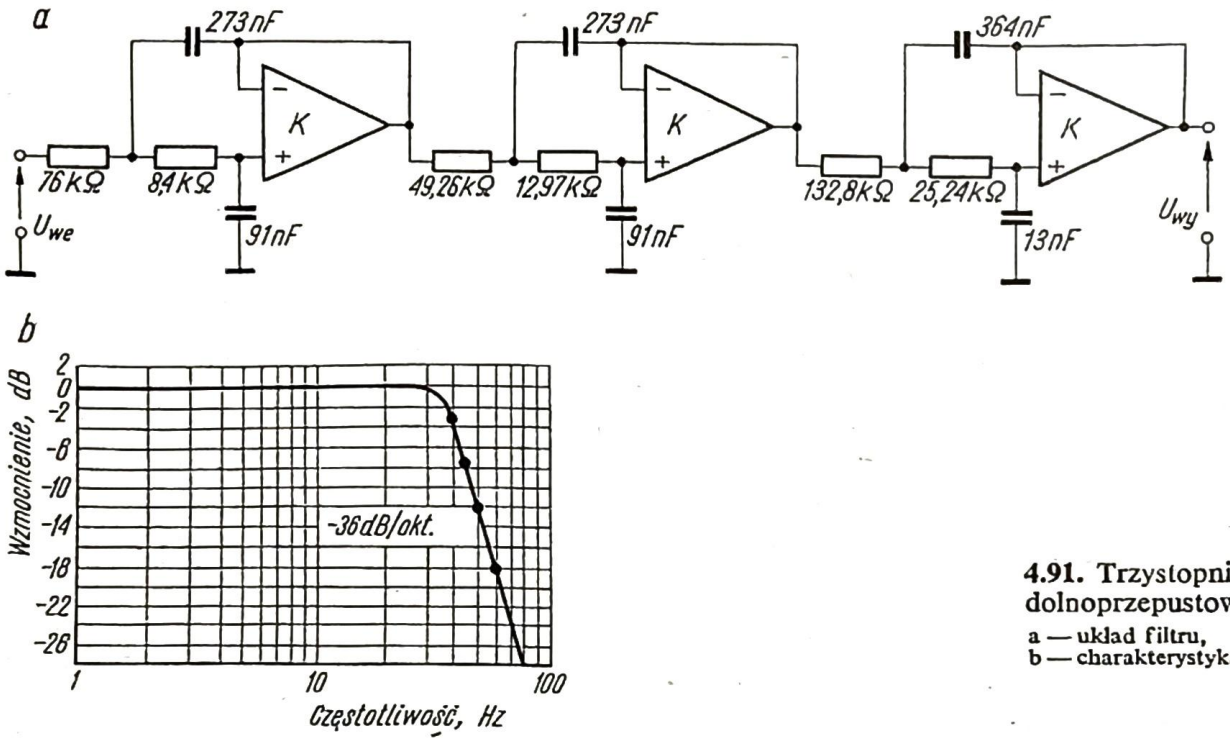
Zmienna zespolona s występuje teraz w mianowniku funkcji przenoszenia w potędze s^3, co jest równoznaczne z pojawieniem się oprócz dwóch biegunów — jak w przypadku równania (4.78) — dodatkowego bieguna rzeczywistego.

Prosty program w języku FORTRAN do obliczania tego rodzaju 3-biegunowych dolnoprzepustowych podstawowych filtrów aktywnych, z odpowiedzią typu Butterwortha, jest podany w pracy [4.34]. Wzmocnienie filtru może być dobierane od wartości 1 do 2. Program ten może być łatwo przetłumaczony na język BASIC.

Filtry aktywne z dodatnim sprzężeniem zwrotnym są układami, które stroi się najłatwiej ze wszystkich filtrów w szerokich zakresach i bez wzajemnego oddziaływania parametrów. Częstotliwość graniczną i dobroć Q filtrów dolno- i górnoprzepustowych dobiera się zwykle zmieniając odpowiednio wartość rezystorów R_1 i R_2.

Jak już wspomniano, większą szybkość opadania charakterystyki przenoszenia i bardziej strome granice pasm — bliższe filtrowi idealnemu — dają układy kaskadowe, zawierające podstawowe stopnie drugiego i trzeciego rzędu o wielobiegunowych charakterystykach przenoszenia. Praktycznie, liczba biegunów funkcji przenoszenia jest zawarta w zakresie od 2 do 10. Należy jednak pamiętać, że w kaskadzie nie może być więcej niż jeden stopień podstawowy filtru trzeciego rzędu (tylko jeden biegun może leżeć na osi rzeczywistej). Na przykład filtr dolnoprzepustowy typu Butterwortha z funkcją przenoszenia szóstego rzędu (6 biegunów) będzie zbudowany z trzech stopni podstawowych drugiego rzędu, a szybkość opadania charakterystyki będzie równa -36 dB/okt. (rys. 4.91).

Jak wynika z rozpatrzonych przykładów, im więcej biegunów ma funkcja przenoszenia filtru, tym szybciej opada jego charakterystyka, a zatem tym bliższa jest charakterystyce idealnej. Dobór wartości elementów filtru ma wpływ na częstotliwość graniczną ω_n i współczynnik tłumienia filtru ξ, a więc również wpływa na kształt charakterystyki filtru. Kształt charakterystyki filtru jest zwykle dosto-



4.91. Trzystopniowy filtr dolnoprzepustowy
a — układ filtru,
b — charakterystyka filtru

sowany do wymagań użytkowych, a więc może to być np. charakterystyka maksymalnie płaska i funkcja przenoszenia takiego filtru jest znana jako funkcja Butterwortha. Funkcja ta może być zapisana w postaci umożliwiającej znalezienie rozkładu biegunów i zer. Kształt maksymalnie płaskich charakterystyk amplitudowych oraz odpowiedzi impulsowych filtru rzędu $n = 2$, $n = 4$ i $n = 7$ obrazuje tablica 4.2. Funkcja ta ma bieguny symetrycznie rozłożone na okręgu w lewej płaszczyźnie zespolonej.

Możliwy jest inny kształt charakterystyki amplitudowej. Przebiegi przedstawione dla filtru Czebyszewa charakteryzują się większą falistością w zakresie przenoszenia, lecz jednocześnie większym spadkiem niż charakterystyka Butterwortha. Funkcja przenoszenia takiego filtru może być łatwo aproksymowana funkcją z wielomianem Czebyszewa w mianowniku. Stąd też nazwa filtrów — filtry Czebyszewa. Bieguny filtru Czebyszewa są rozłożone symetrycznie na elipsie w płaszczyźnie zespolonej.

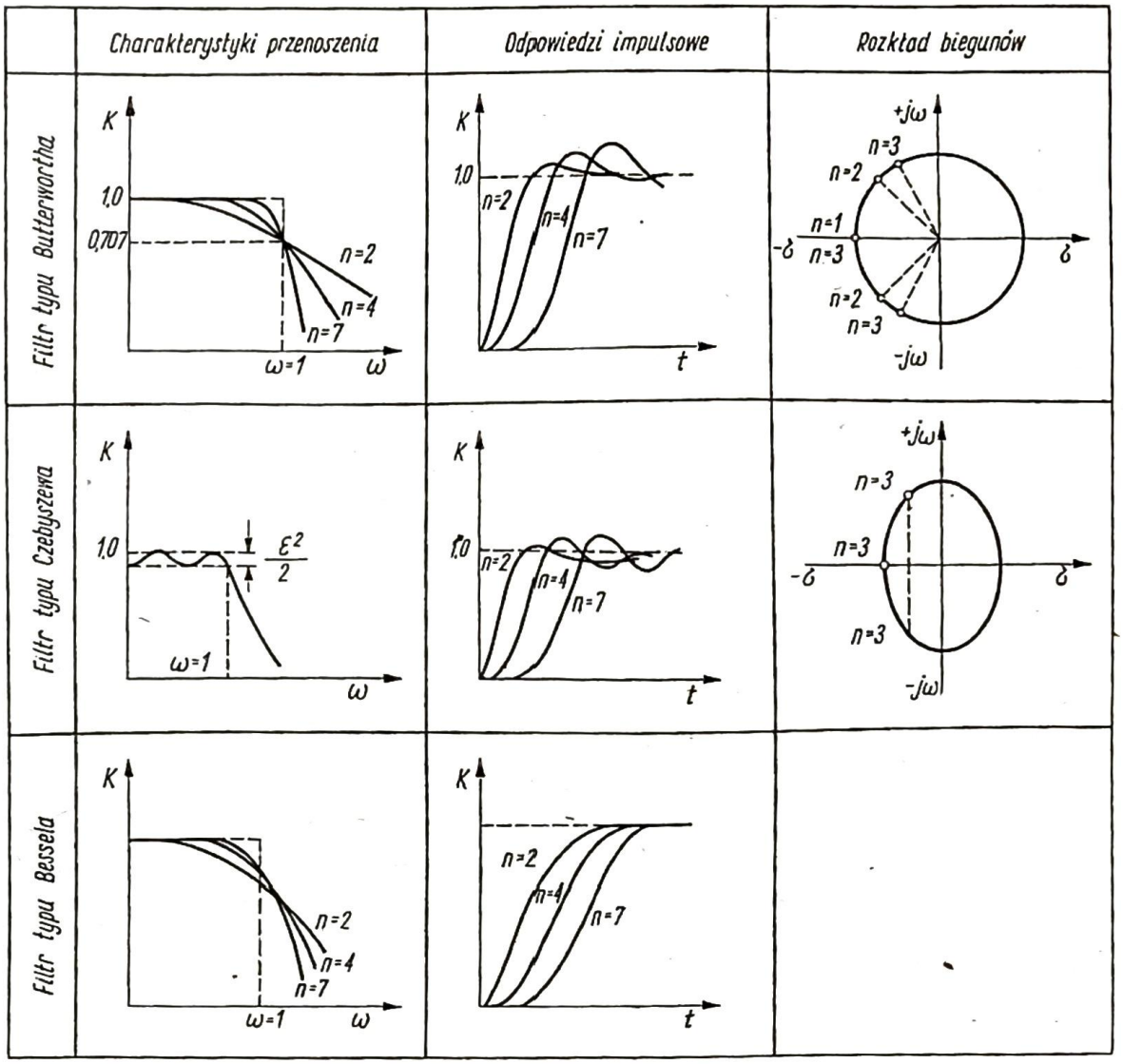
Charakterystyka przenoszenia z liniową fazą jest możliwa do uzyskania w filtrze Bessela, tzn. w filtrze, którego funkcja przenoszenia może być aproksymowana funkcją z wielomianem Bessela w mianowniku.

Reasumując, podstawowy stopień filtru drugiego i trzeciego rzędu będzie identycznie zbudowany, gdy chce się uzyskać filtr typu Butterwortha, Czebyszewa lub Bessela — różne tylko będą wartości elementów.

Filtr aktywny z dodatnim sprzężeniem zwrotnym o częstotliwości granicznej regulowanej w zakresie od 20 Hz do 20 kHz, zbudowany z minimalnej liczby

CHARAKTERYSTYKI TRZECH TYPÓW FILTRÓW DOLNOPRZEPUSTOWYCH
(n- RZĄD FILTRU)

Tablica 4.2

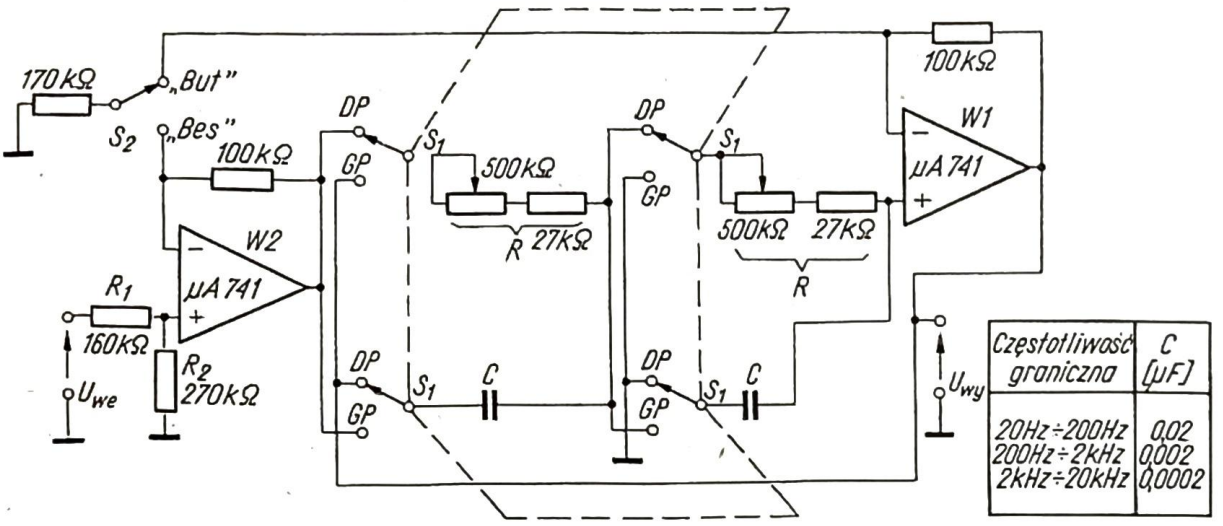


elementów [4.42], przedstawiono na rysunku 4.92. Dodatkową zaletą układu jest możliwość przełączania funkcji filtru: dolnoprzepustowej na górnoprzepustową i odwrotnie z odpowiedzią typu Butterwortha lub Bessela (Thompsona). Szybkość opadania charakterystyki wynosi 40 dB na dekadę. Filtr składa się ze wzmacniacza *W1*, dwóch zmiennych rezystorów o jednakowych wartościach (oznaczonych jako *R*) i dwóch kondensatorów o jednakowych wartościach (oznaczonych jako *C*). Czterosekcyjny przełącznik S_1 służy do zmiany kombinacji elementów pasywnych *RC*, aby uzyskać filtr dolnoprzepustowy lub górnoprzepustowy. Częstotliwość graniczna jest równa:

$$f_n = \frac{1}{2\pi RC}$$

Drugi przełącznik S_2 przewidziany jest do zmiany charakterystyki filtru. W pozycji „BES", wzmocnienie wzmacniacza *W1* jest równe jedności i charakterystyka odpowiedzi filtru jest typu Bessela. Jeśli S_2 jest w pozycji „BUT", to

wzmocnienie *W1* jest równe 1,59 i odpowiedź filtru ma postać funkcji Butterwortha. Wartości wzmocnienia wzmacniacza *W2* wynoszą odpowiednio 1,59 i 1,0, tak że całkowite wzmocnienie układu wejście-wyjście wynosi 1,59 dla obydwu



S_1 — przełącznik: *DP* — filtr dolnoprzepustowy, *GP* — filtr górnoprzepustowy,
S_2 — przełącznik: *BUT* — charakterystyka typu Butterwortha, *BES* — charakterystyka typu Bessela

4.92. Filtr aktywny z dodatnim sprzężeniem zwrotnym strojony od 20 Hz do 20 kHz

pozycji przełącznika S_2. Rezystory R_1 i R_2 redukują całkowite wzmocnienie układu do wartości równej jeden, dla wygody łączenia kaskadowego. Wyjściowe napięcie niezrównoważenia oraz jego zmiany przy strojeniu można wyeliminować za pomocą konwencjonalnej metody zerowania wzmacniacza *W1*. Szybkość narastania napięcia wyjściowego wzmacniacza μA 741 ogranicza część płaską charakterystyki przy pracy filtru jako górnoprzepustowy do około 40 kHz przy 3 V poziomie sygnału (wartość międzyszczytowa). Jeśli połączyć dwa tego typu układy w kaskadzie, to otrzymuje się przełączany filtr pasmowoprzepustowy i pasmowozaporowy.

Oprócz filtrów dolno- i górnoprzepustowych, podobną techniką realizacji charakteryzują się układy pasmowoprzepustowe [4.3], [4.43].

Filtry pasmowozaporowe z dodatnim sprzężeniem zwrotnym są często budowane z układami *RC* typu podwójne T. Na rys. 4.93 przedstawiono układ filtru pasmowozaporowego z układem podwójne T i dwoma wtórnikami LM 102 [4.44], [4.45]. Dobroć układu Q można regulować za pomocą potencjometru P w granicach 0,3 do 50. Drugi wtórnik w pętli sprzężenia zwrotnego jest konieczny do uzyskania małej rezystancji źródła sterującego układ podwójne T. Dzięki temu, częstotliwość środkowa filtru nie zmienia się przy zmianie wartości potencjometru P. Zwykle przyjmuje się, że:

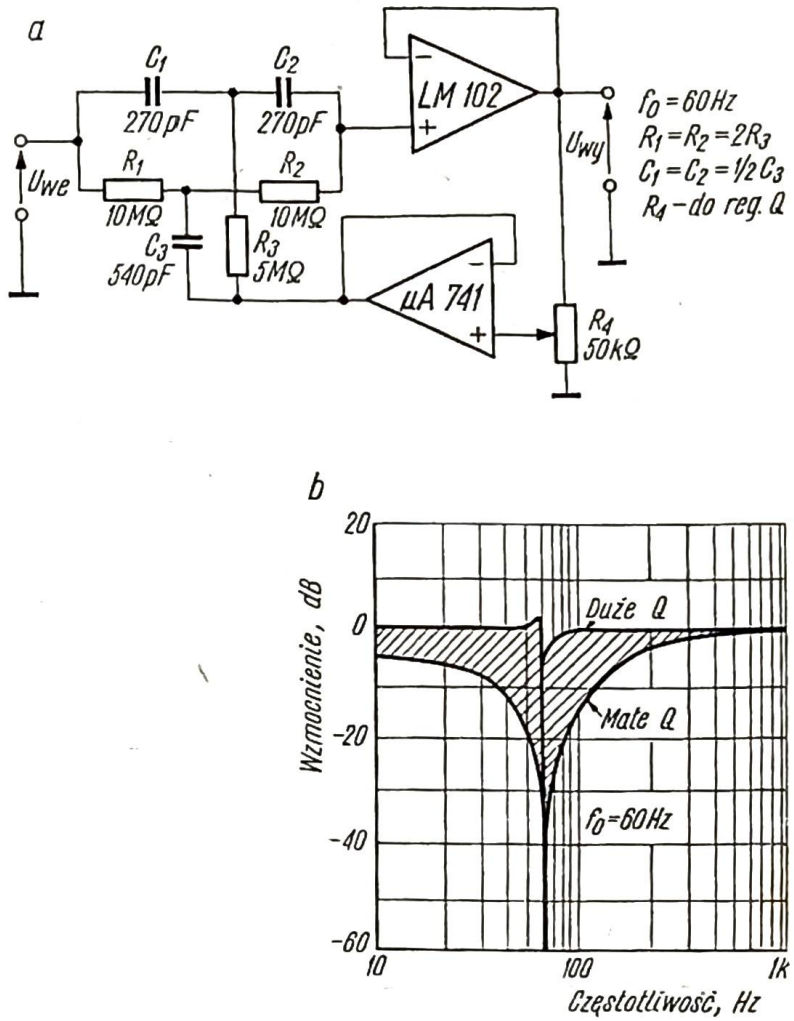
$$R_1 = R_2 = 2R_3$$

$$C_1 = C_2 = C_3/2$$

a częstotliwość środkowa jest równa:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

Duża rezystancja wejściowa wtórników LM 102 pozwala na zastosowanie układu podwójne T o dużej rezystancji, dzięki czemu wartości kondensatorów wypadają małe.



4.93. Filtr aktywny pasmowozaporowy z dodatnim sprzężeniem zwrotnym
a — układ filtru,
b — charakterystyka filtru

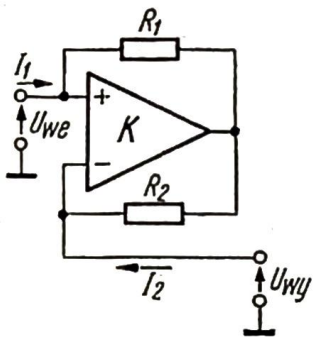
Częstotliwość graniczna i dobroć Q filtrów aktywnych z dodatnim sprzężeniem zwrotnym jest bardziej czuła na zmianę wzmocnienia i tolerancję elementów pasywnych niż w filtrach z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym. Jednak przy tej samej częstotliwości granicznej układy z dodatnim sprzężeniem zwrotnym nie wymagają zbyt szerokiego pasma od wzmacniaczy operacyjnych. W dodatku, podstawowe układy drugiego i trzeciego rzędu filtrów z dodatnim sprzężeniem zwrotnym wymagają jednego rezystora mniej niż tego samego rzędu układy filtrów z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym.

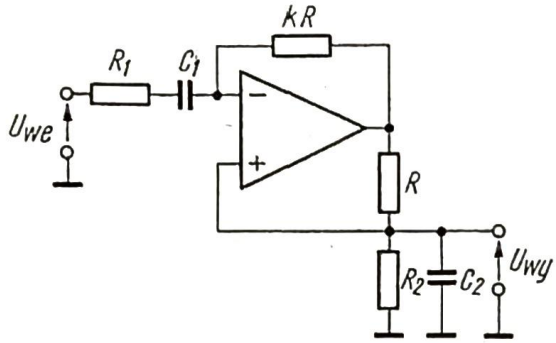
4.3.3.6 FILTRY AKTYWNE Z KONWERTEREM UJEMNEJ IMPEDANCJI (INIC)

Konwerter ujemnej impedancji zrealizowany przy użyciu wzmacniacza operacyjnego z wejściem symetrycznym przedstawiono na rys. 4.94. Przyjmując, że $I_1 = (R_2/R_1)I_2$, otrzymuje się równość napięć $U_{we} = U_{wy}$.

Filtry aktywne typu INIC są najmniej wrażliwe na zmiany wartości elementów

w porównaniu z innymi filtrami aktywnymi. Wadą ich jest zbyt duża impedancja wyjściowa, przez co nie mogą być łączone kaskadowo bez stopni pośredniczących,





4.94. Układ konwertera ujemnej impedancji INIC ze wzmacniaczem operacyjnym

4.95. Filtr aktywny pasmowoprzepustowy typu konwerter ujemnej impedancji (INIC)

dopasowujących impedancję. Filtry dolno- i górnoprzepustowe typu INIC mają małą dobroć Q i z tego powodu w praktyce stosuje się tylko układy pasmowo-przepustowe.

Filtr aktywny pasmowoprzepustowy typu INIC przedstawiony jest na rys. 4.95. Funkcja transmitancji układu ma następującą postać:

$$H(s) = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{-\frac{ks}{R_1 R_2}}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} - \frac{k}{R_1 C_2}\right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \tag{4.84}$$

oraz

$$H_o = \frac{k}{\frac{C_2}{C_1} + \frac{R_1}{R_2} - k}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

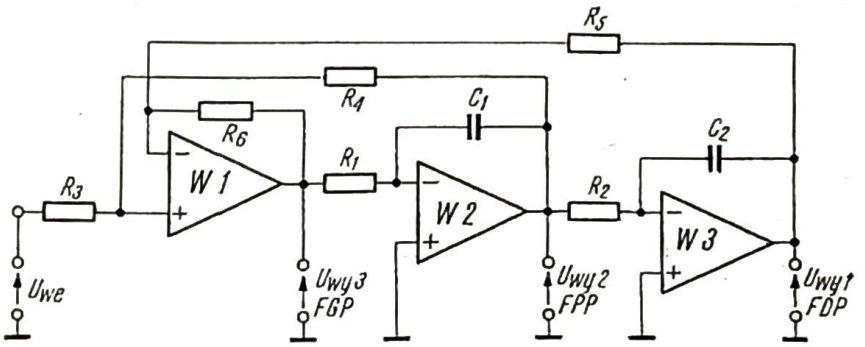
$$Q = \frac{1}{\xi} = \frac{1}{\sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} + \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} - k\sqrt{\frac{R_2 C_1}{R_1 C_2}}}$$

Strojenie częstotliwości środkowej odbywa się przez jednakową procentowo zmianę wartości rezystorów R_1, R_2, podczas gdy Q pozostaje stałe. Ta sama procedura obowiązuje w przypadku użycia do strojenia kondensatorów. Przez zmianę k ustala się wartość dobroci Q bez wpływu na częstotliwość środkową. W tym ostatnim przypadku ulega jednak zmianie wzmocnienie filtru. Wartość rezystora R dobiera się zwykle z zakresu 10 kΩ do 30 kΩ.

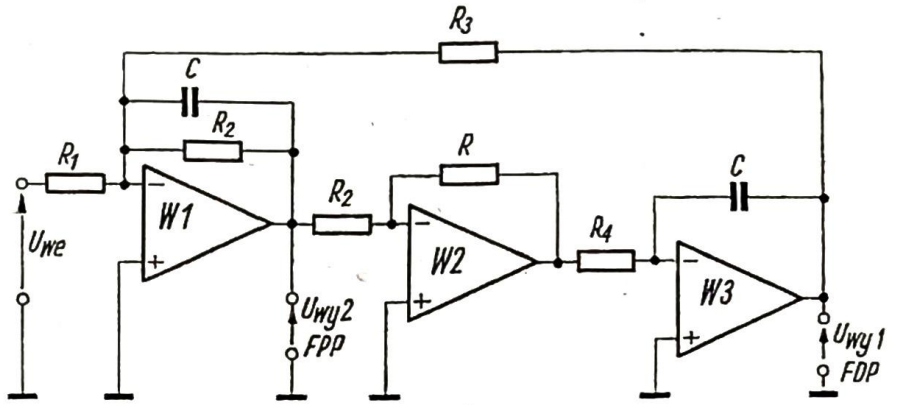
4.3.3.7
FILTRY AKTYWNE ZMIENNEGO STANU

W filtrach aktywnych zmiennego stanu realizuje się funkcje przenoszenia podobną techniką jak to ma miejsce w maszynach analogowych, tzn. metodą całkowania i sumowania. Koncepcja filtru zmiennego stanu drugiego rzędu (rys. 4.96) wynika z ogólnej teorii układów zmiennego stanu, filtr dwukwadratowy zaś (rys. 4.97) jest modyfikacją filtru zmiennego stanu, prowadzącą do równań kwadratowych.

Filtr zmiennego stanu ma trzy wyjścia i spełnia jednocześnie rolę filtrów: dolno- i górnoprzepustowego oraz pasmowoprzepustowego. Filtr dwukwadratowy spełnia jednocześnie funkcję filtru dolnoprzepustowego i pasmowoprzepustowego, lecz do tego, aby był również filtrem górnoprzepustowym wymaga



4.96. Filtr aktywny zmiennego stanu



4.97. Filtr aktywny zmiennego stanu typu dwukwadratowego

dodatkowego wzmacniacza operacyjnego. Często filtry zmiennego stanu są nazywane uniwersalnymi filtrami aktywnymi lub aktywnymi rezonatorami [4.46].

Oba rodzaje filtrów wymagają użycia trzech wzmacniaczy operacyjnych oraz kilku elementów pasywnych *RC*, co sprawia że są to układy bardziej kosztowne niż filtry z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym. Układy zmiennego stanu mają jednak szereg zalet: możliwość wyboru odpowiedniej funkcji wyjściowej, łatwe projektowanie, mała czułość na tolerancję wartości elementów oraz możliwość niezależnych regulacji za pomocą rezystorów: dobroci Q, wzmocnienia i częstotliwości pracy.

Stabilność osiągana w filtrach zmiennego stanu jest lepsza niż stabilność filtrów z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym. Wymagają jednak aż trzech wzmacniaczy operacyjnych o lepszych właściwościach niż filtry z wielokrotnym sprzężeniem. Pewną dalszą niedogodnością jest to, że iloczyn wzmocnienia i szerokości pasma wzmacniaczy pracujących kaskadowo jest mniejszy niż dla pojedynczego wzmacniacza. Z tego względu filtry zmiennego stanu mają górną częstotliwość graniczną mniejszą niż podobne układy z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym.

Funkcja transmitancji dla układu zmiennego stanu przedstawionego na rys. 4.96 ma następującą postać:

a) dla FDP (filtr dolnoprzepustowy):

$$H_{FDP}(s) = \frac{U_{wy1}}{U_{we}} = \frac{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}\,\frac{1+R_6/R_5}{1+R_3/R_4}}{s^2 + s\,\frac{1}{R_1 C_1}\cdot\frac{1+R_6/R_5}{1+R_4/R_3} + \frac{R_6}{R_5}\cdot\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \tag{4.85}$$

skąd:

$$H_o = \frac{1+R_5/R_6}{1+R_3/R_4}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{R_6}{R_5 R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$\xi = \frac{1}{Q} = \frac{1+R_6/R_5}{1+R_4/R_3}\sqrt{\frac{R_5 R_2 C_2}{R_6 R_1 C_1}}$$

b) dla FGP (filtr górnoprzepustowy):

$$H_{FGP}(s) = \frac{U_{wy2}}{U_{we}} = \frac{\xi^2 H_o}{M} \tag{4.86}$$

gdzie:

H_o, ω_n, ξ, M (mianownik wyrażenia 4.85) — jak wyżej.

c) dla FPP (filtr pasmowoprzepustowy):

$$H_{FPP}(s) = \frac{U_{wy3}}{U_{we}} = \frac{-s\,\frac{1}{R_1 C_1}\,\frac{1+R_6/R_5}{1+R_3/R_4}}{M} \tag{4.87}$$

skąd:

$$H_o = \frac{R_4}{R_3};\ \omega_0 = \omega_n \text{ i } M \text{ — jak wyżej}$$

$$Q = \frac{1}{\xi} = \frac{1+R_4/R_3}{1+R_6/R_5}\sqrt{\frac{R_6 R_1 C_1}{R_5 R_2 C_2}}$$

Strojenie filtru zmiennego stanu przeprowadza się przez jednoczesną zmianę R_1 i R_2 lub C_1 i C_2. Dobroć Q może być niezależnie dobierana za pomocą R_4, co wiąże się jednak ze zmianą wzmocnienia.

W układzie filtru dwukwadratowego (rys. 4.97) rezystor R_1 służy do ustawiania wzmocnienia, R_2 — do doboru Q, R_3 zaś do regulacji częstotliwości. Dodając czwarty wzmacniacz operacyjny — sumujący, układ realizować może dodatkowo funkcję filtru górnoprzepustowego, pasmowozaporowego itd. [4.49].

Porównanie układów z rys. 4.96 i rys. 4.97 wypada na korzyść wersji podstawowej, choćby z tego względu, że parametry filtru zależą od stosunków wartości elementów. Dzięki temu użyte wartości rezystorów i kondensatorów mogą być mniejsze, a ich współczynniki temperaturowe — lepsze.

4.3.3.8
WPŁYW PARAMETRÓW WZMACNIACZA OPERACYJNEGO I ELEMENTÓW RC NA WŁAŚCIWOŚCI FILTRU

Przy projektowaniu filtrów należy się liczyć z tym, że właściwości filtru mogą zależeć w pewnym stopniu od takich parametrów wzmacniacza, jak: napięcie

PORÓWNANIE WŁAŚCIWOŚCI FILTRÓW AKTYWNYCH

Tablica 4.3

Typ / Właściwości	Z pojedynczym sprzężeniem zwrotnym	Z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym	VCVS	INIC	Ze zmiennym stanem
Osiągana dobroć Q	duża (podwójne T)	mała (< 10 z pojedynczym wzmacniaczem operacyjnym, < 50 z dwoma wzmacniaczami operacyjnymi)	mała dla dolno- i górnoprzepustowych, duża dla pasmowoprzepustowych	duża	duża
Strojenie	trudne, ponieważ elementy wpływają na siebie i przez to na położenie biegunów	średnio trudne, ω_n jest niezależnie strojone	łatwe, Q i ω_n są niezależne i regulowane w szerokich zakresach	łatwe	łatwe
Dopuszczalny rozrzut wartości elementów	średni	duży	mały	mały	średni
Osiągane wzmocnienie	duże, niezależne od wzmocnienia wzmacniacza operacyjnego	małe, niezależne od wzmocnienia wzmacniacza operacyjnego	średnie, zmienia się w zależności od wzm. przy otwartej pętli. Niezal. od wartości elementów	duże	duże
Stabilność (wrażliwość na zmiany parametrów wzmacniacza operacyjnego)	rozłożenie zer i biegunów określone przez elem. pas. i niezal. do małych zmian param. wzm. op.	dobra	zła	zła	dobra
Ograniczenie ze wzgl. na impedancję wejście/wyjście	$Z_{we} \cdot Z_{wy}$ zmienia się odwrotnie od wzm. w pętli. Można łączyć kaskadowo	jak z pojedynczym sprzężeniem	mała Z_{wy}, można łączyć kaskadowo	nie można łączyć kaskadowo bez układów dopasowujących impedancję	nie ma ograniczeń
Liczba wymaganych elementów pasywnych	7÷8	5÷8	6÷7	6÷7	8

niezrównoważenia, prąd polaryzacji, napięcie i prąd szumów oraz wzmocnienie wzmacniacza z otwartą pętlą. W pewnych przypadkach, gdy impedancja układu *RC* jest duża, należy również brać pod uwagę taki parametr wzmacniacza jak impedancja wejścia różnicowego. Wpływ poszczególnych parametrów wzmacniacza operacyjnego na właściwości filtru — szczególnie przy zmianie temperatury, można ocenić w konkretnym przypadku, opierając się na dyskusji parametrów podanej w rozdziale 2. Jeśli istnieją wysokie wymagania co do jakości filtru, to najprościej jest zastosować w nim stosunkowo drogi wzmacniacz operacyjny z wejściami typu FET, który ma bardzo mały prąd polaryzujący i mały prąd szumów.

Najczęściej stosuje się w filtrach trzy rodzaje rezystorów: węglowe specjalne, metalizowane i drutowe. W filtrach o przeciętnych właściwościach stosuje się tanie rezystory węglowe o współczynnikach temperaturowych rzędu $2 \cdot 10^{-2}$ do $5 \cdot 10^{-2}\%/°C$. Filtry pasmowoprzepustowe oraz dolno- i górnoprzepustowe o dużej dobroci wymagają użycia rezystorów metalizowanych lub nawet drutowych. Dwa typowe współczynniki temperaturowe (dodatnie i ujemne) rezystorów metalizowanych są: $\pm 10^{-2}\%/°C$ i $\pm 0{,}5 \cdot 10^{-2}\%/°C$. Najmniejszy współczynnik temperaturowy mają rezystory drutowe, rzędu kilka x $10^{-4}\%/°C$.

Technologia układów scalonych oferuje kilka rodzajów rezystorów dyfuzyjnych (które mogą być wytwarzane w tym samym procesie technologicznym jednocześnie z tranzystorami dyfuzyjnymi) oraz cienko- i grubowarstwowych.

W filtrach aktywnych najczęściej są stosowane następujące rodzaje kondensatorów: polistyrenowe, teflonowe, ceramiczne, mikowe, poliwęglowe i poliestrowe.

Kondensatory scalone, które są stosowane przy wykonaniu filtru w postaci scalonej, mogą być typu: złączowe $p-n$, typu MOS i cienkowarstwowe. Mają one małe wymiary, ale znacznie gorsze własności temperaturowe.

Przy projektowaniu filtru zwykle na początku dobiera się kondensatory ze względu na mniejszą liczbę standardowych wartości. Rezystory są tańsze, istnieje szeroki wachlarz standardowych wartości, a więc łatwiej je dobrać i równie łatwo można regulować ich wartość przy dostrajaniu filtru.

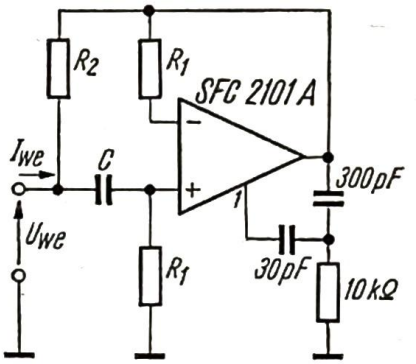
Na zakończenie przeglądu rodzajów filtrów aktywnych i możliwości wykorzystania w nich wzmacniaczy operacyjnych i wtórników scalonych, w tablicy 4.3 dokonano porównania właściwości podstawowych układów filtrów.

4.3.4
UKŁADY AKTYWNE *RC* JAKO INDUKCYJNOŚCI

Poprzednio rozważane były układy aktywne *RC* jako filtry aktywne *RC*, które z powodzeniem zastępują filtry pasywne *LC* szczególnie przy małych częstotliwościach. Oczywiście można przy użyciu wzmacniacza operacyjnego i elementów *RC* zbudować układ, który symuluje indukcyjność. Zalety takiej aktywnej indukcyjności są szczególnie widoczne przy małych częstotliwościach, gdyż cewka jest wtedy duża i ciężka, przez co nie nadaje się do miniaturyzacji. Dodatkowymi

zaletami aktywnej indukcyjności są: łatwość regulacji wartości — zwykle przez zmianę rezystancji, dobra stabilność temperaturowa, mniejszy koszt.

Na rys. 4.98 jest przedstawiony podstawowy układ stosowany jako aktywna indukcyjność [4.2]. Wzmacniacz operacyjny pracuje w połączeniu wtórnikowym



4.98. Aktywna indukcyjność

ze wzmocnieniem napięciowym równym jedności, dużą impedancją wejściową i małą impedancją wyjściową. Impedancja Z_{we} widziana z zacisków wejściowych jest równa:

$$Z_{we} = \frac{U_{we}}{I_{we}} = \frac{R_2(R_1 R_2 C^2\omega^2 + 1)}{1+\omega^2 R_2^2 C^2} + \frac{j\omega R_2 C(R_1 - R_2)}{1+\omega^2 R_2^2 C^2} \tag{4.88}$$

Pierwszy człon wyrażenia (4.88) jest rezystancją szeregową, drugi zaś jest reaktancją indukcyjną, jeżeli $R_1 > R_2$. Na ogół, aby uzyskać odpowiednią wartość indukcyjności L i dobroci Q, rezystor R_1 dobiera się dużo większy od R_2. Indukcyjność układu z rys. 4.98 jest równa:

$$L \approx R_1 R_2 C$$

Maksymalna dobroć tego typu cewki wynosi

$$Q_{max} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$$

dla częstotliwości

$$f = \frac{1}{2\pi C\sqrt{R_1 R_2}}$$

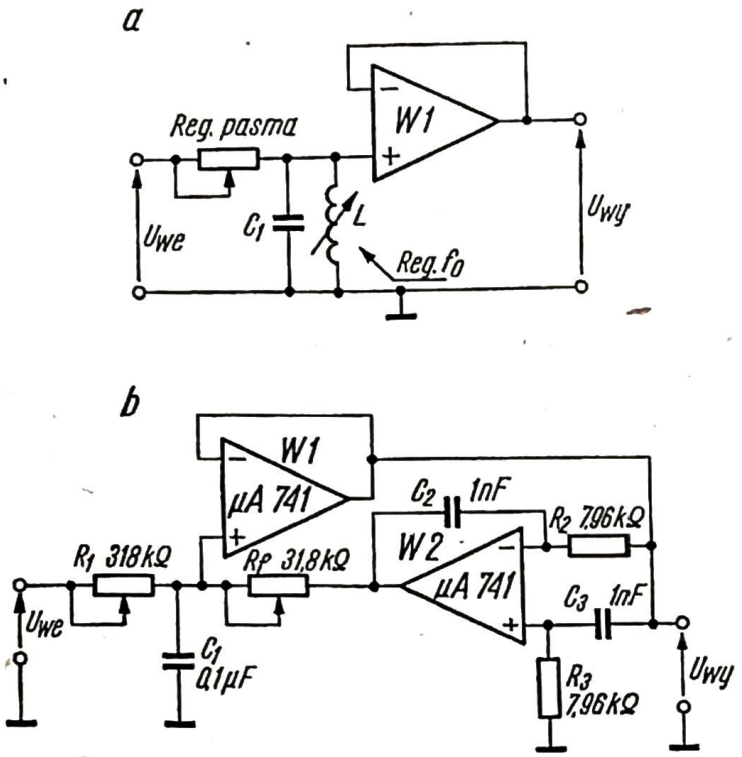
Dla przykładu, jeśli $C = 0{,}1\ \mu F$, $R_1 = 100\ k\Omega$, $R_2 = 100\ \Omega$, to indukcyjność $L = 1$ H, $Q_{max} = 15{,}8$ przy $f = 505$ Hz.

Zastosowanie aktywnej indukcyjności w filtrze aktywnym pasmowoprzepustowym RC [4.47], który ma niezależne regulacje szerokości pasma i częstotliwości, przedstawia rys. 4.99. Wzmocnienie układu jest równe 1 i pozostaje stałe w całym zakresie strojenia. Zakres zmiany dobroci układu wynosi od 2 do 200, podczas gdy częstotliwość środkowa zmienia się w zakresie od 1 kHz do 10 kHz.

Funkcja transmitancji układu filtru LC z rys. 4.99a ma postać następującą:

$$H(s) = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{\dfrac{s}{R_1 C_1}}{s^2 + \dfrac{s}{R_1 C_1} + \dfrac{1}{LC_1}} \tag{4.89}$$

Zamieniając cewkę L na układ aktywny L uzyskuje się filtr RC z aktywną indukcyjnością (rys. 4.99b), bardzo stabilny temperaturowo, z dwoma niezależnymi regulacjami rezystorowymi pasma i częstotliwości środkowej. Zakładając,



4.99. Filtr RC pasmowoprzepustowy z aktywną indukcyjnością
a — układ podstawowy LC,
b — układ RC z aktywną indukcyjnością

że wszystkie elementy są idealne i $R_2C_2 = R_3C_3$, ekwiwalentna wartości indukcyjności jest równa:

$$L = R_2 C_2 R_f$$

zaś 3 dB szerokość pasma:

$$B_S = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \tag{4.90}$$

i częstotliwość środkowa:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_f C_1 R_2 C_2}} \tag{4.91}$$

Układ wytwarzania aktywnej indukcyjności jest nieco inny niż poprzednio, bo wykorzystano tutaj układ całkujący z szeregowym rezystorem R_f. Rezultaty jednak są identyczne.

Filtr pasmowoprzepustowy przedstawiony na rys. 4.99 jest łatwy do strojenia, stabilny i wartość jego elementów może być dobierana w szerokim zakresie. Dla przykładu filtr został zaprojektowany tak, aby szerokość pasma $B_S = 5$ Hz, a częstotliwość środkowa $f_0 = 1$ kHz i maksymalne napięcie wyjściowe (wartość międzyszczytowa) równe 1 V. W układzie zastosowano dwa wzmacniacze operacyjne μA 741. Rezystor R_1 służy do regulacji szerokości pasma i jego wartość

powinna być mniejsza od 400 kΩ, wartość zaś rezystora R_2 powinna leżeć w zakresie od 1 kΩ do 40 kΩ i rezystancja obciążenia powinna być większa od 1 kΩ. Rezystor R_f służy do regulacji częstotliwości środkowej pasma przenoszenia.

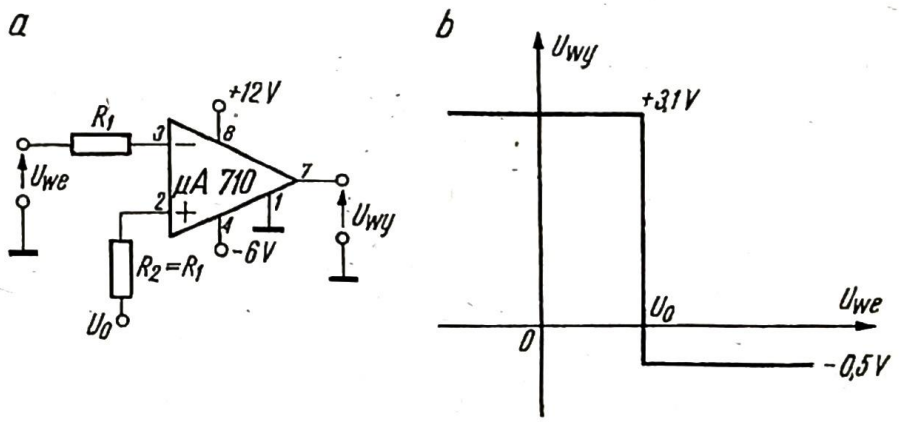
4.4
UKŁADY PORÓWNUJĄCE

Zadaniem układów porównujących jest porównywanie wartości wejściowych sygnałów analogowych z sygnałami odniesienia i stwierdzanie, który z tych sygnałów jest większy lub stwierdzanie, czy sygnał wejściowy mieści się w określonym przedziale napięć lub prądów. Sygnały wejściowe i odniesienia mogą być napięciowe lub prądowe. Elementem scalonym, który najbardziej nadaje się do stosowania w układach porównujących, jest oczywiście komparator napięcia specjalnie przeznaczony do tego celu. Czasem wykorzystuje się w układach porównujących również wzmacniacze operacyjne, które jednak przy tym rodzaju pracy wykazują szereg wad. Wady i zalety wzmacniacza i komparatora przy stosowaniu ich w układach porównujących omówiono szczegółowo w p. 3.1.

Układy porównujące można ogólnie podzielić na: dyskryminatory napięcia, detektory przejścia przez zero oraz dyskryminatory okienkowe.

4.4.1
DYSKRYMINATORY NAPIĘCIA

Zadaniem dyskryminatora napięcia jest stwierdzenie, czy napięcie sygnału jest mniejsze, czy większe od napięcia odniesienia. Przykład najprostszego rozwiązania dyskryminatora napięcia z zastosowaniem monolitycznego komparatora μA 710 firmy Fairchild pokazano na rys. 4.100 [4.53]. Napięcie wyjściowe przyj-

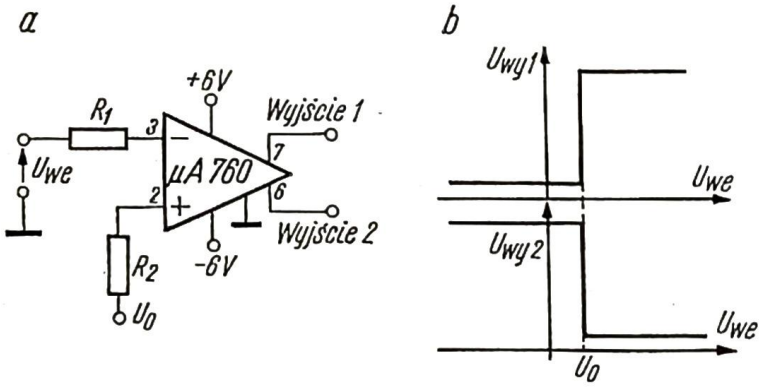


4.100. Dyskryminator napięcia z komparatorem μA 710

muje jedną z dwóch możliwych wartości: +3,1 V i −0,5 V, zależnie od znaku różnicy napięcia sygnału u_{we} i napięcia odniesienia U_o. W celu zminimalizowania napięcia niezrównoważenia wywołanego przez prądy polaryzujące należy dobierać $R_1 = R_2$. Oba te rezystory powinny być możliwie małe — najlepiej poniżej 200 Ω. Projektując dyskryminator należy kierować się wskazówkami praktycznymi podanymi w p. 3.4.1.

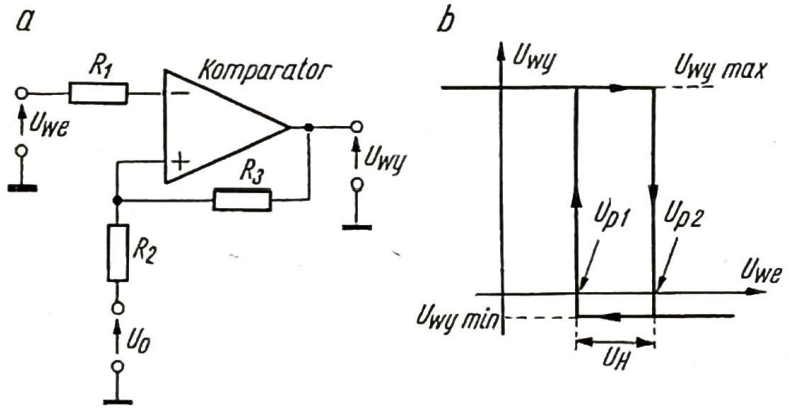
Na rys. 4.101 przedstawiono dyskryminator poziomu z komparatorem μA 760, który ma dwa wyjścia, dające sygnały w przeciwnej fazie [4.54].

Często na wejściu układu porównującego występują szumy nakładające się na napięcie sygnału i powodujące przypadkowe zmiany stanu na wyjściu. Aby



4.101. Dyskryminator napięcia z komparatorem μA 760

zapobiec temu zjawisku, stosuje się dyskryminatory napięcia z histerezą. Wartość napięcia histerezy należy dobierać nieco większą od spodziewanych szumów. Dla wytworzenia histerezy wprowadza się w komparatorze dodatnie sprzężenie



4.102. Dyskryminator napięcia z histerezą

zwrotne, co pokazano na rys. 4.102. Dolne (U_{p1}) i górne (U_{p2}) napięcie progu zmiany stanu układu można wyrazić wzorami:

$$U_{p2} = U_o + \frac{R_2(U_{wy\,max} - U_o)}{R_2 + R_3}\,;\; U_{p1} = U_o + \frac{R_2(U_{wy\,min} - U_o)}{R_2 + R_3}$$

przy czym:

U_o — napięcie odniesienia

$U_{wy\,max}$, $U_{wy\,min}$ — poziomy napięcia wyjściowego.

Napięcie histerezy wynosi:

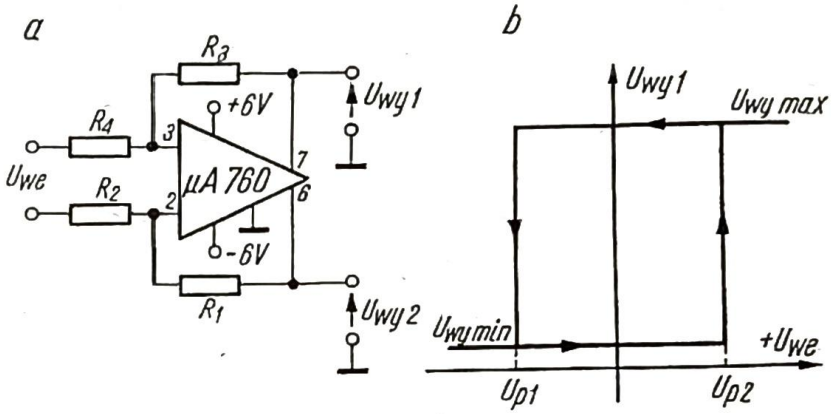
$$U_H = U_{p2} - U_{p1} = \frac{R_2(U_{wy\,max} - U_{wy\,min})}{R_2 + R_3} \tag{4.92}$$

W celu uzyskania jak najmniejszych błędów powodowanych przez wejściowe prądy polaryzujące należy dobierać rezystancje R_1 i R_2 możliwie małe i rezystancję R_1 równą połączeniu równoległemu R_2 i R_3. Przy stosowaniu komparatora μA 710 nie powinno się projektować histerezy mniejszej niż ok. 5 mV, gdyż wzmocnienie komparatora powinno być większe od stosunku rezystorów

w sprzężeniu dodatnim. Jeśli powyższy warunek nie jest spełniony, to mogą powstawać oscylacje w układzie. W celu uzyskania mniejszych napięć histerezy można sprzężenie dodatnie pobierać z wyjścia układów logicznych współpracujących z komparatorem. Na przykład stosując komparator μA 710 i bramkę DTL osiąga się histerezę 0,2 mV. W komparatorze μA 760 można uzyskać $U_H = 0{,}5$mV.

Omówiony układ dyskryminatora napięcia z histerezą jest odpowiednikiem układu Schmitta i tak jest często nazywany.

Dysponując komparatorem o dwóch wyjściach, np. μA 760, można histerezę zrealizować w sposób pokazany na rys. 4.103 [4.54]. W układzie może być



4.103. Dyskryminator napięcia z komparatorem μA 760 z histerezą

stosowany wejściowy sygnał różnicowy i napięcie odniesienia nie jest wówczas konieczne. Napięcia progowe w tym dyskryminatorze są równe:

$$U_{p2} = U_{wy\,max}\frac{R_2}{R_1} - U_{wy\,min}\frac{R_4}{R_3}$$

$$U_{p1} = U_{wy\,min}\frac{R_2}{R_1} - U_{wy\,max}\frac{R_4}{R_3}$$

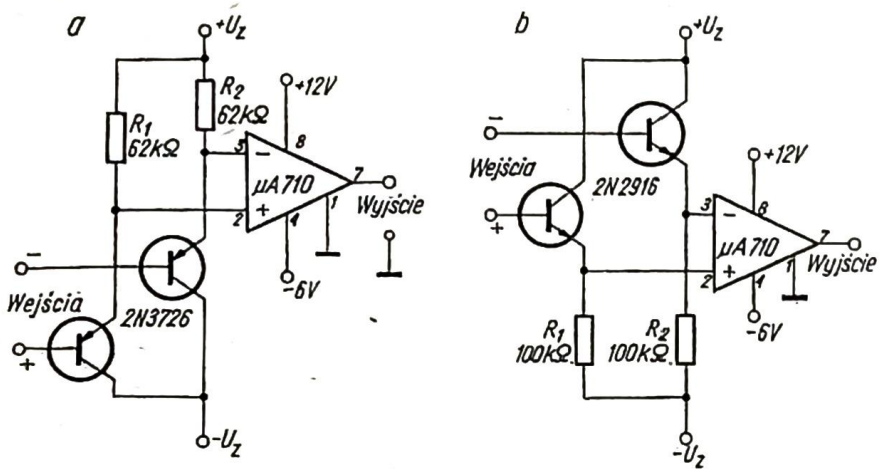
a napięcie histerezy:

$$U_H = (U_{wy\,max} - U_{wy\,min})\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{R_4}{R_3}\right) \tag{4.93}$$

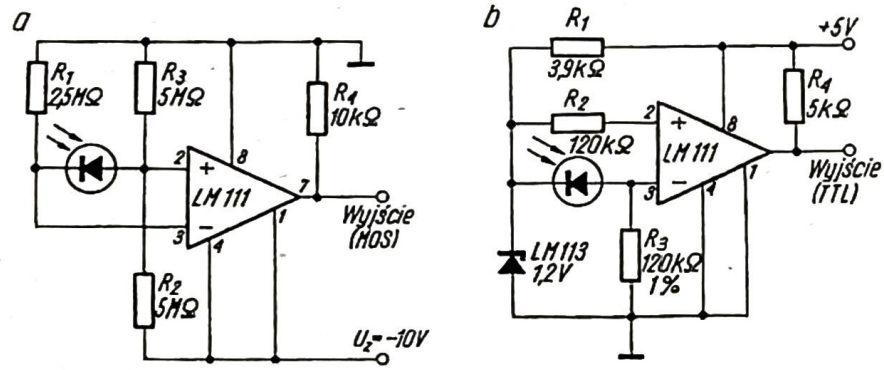
W niektórych zastosowaniach rezystancja wejściowa komparatora może okazać się zbyt mała. Można wtedy stosować dodatkowe wejściowe stopnie tranzystorowe zwiększające rezystancję wejściową dyskryminatora. Dwa takie układy współpracujące z komparatorem μA 710 lub μA 711 pokazano na rys. 4.104 [4.53]. W układzie z tranzystorami *p-n-p* (rys. 4.104a) uzyskuje się pełny zakres napięcia wejściowego ±5 V. Układ z tranzystorami *n-p-n* (rys. 4.104b) nadaje się do dyskryminatorów o napięciu progowym powyżej −2 V. W obu układach można kompensować wejściowe napięcie niezrównoważenia komparatora przez odpowiednie zróżnicowanie wartości R_1 i R_2.

Dodanie stopnia tranzystorowego na wejściu pogarsza nieco szybkość działania komparatora, przede wszystkim z powodu pojemności kolektor-baza tranzystorów wejściowych. Do układów omówionych powyżej wybierano tranzystory o dużym wzmocnieniu prądowym i całkowitej pojemności wejściowej nie przekraczającej 10 pF.

Rys. 4.105 przedstawia dwa układy dyskryminatora współpracującego z fotodiodą, w których zastosowano komparator LM 111 o dużej dokładności firmy National Semiconductor [4.55]. Układ pokazany na rys. 4.105a zmienia swój



4.104. Układy zwiększające rezystancję wejściową komparatora



4.105. Układy dyskryminatora napięcia współpracujące z fotodiodą

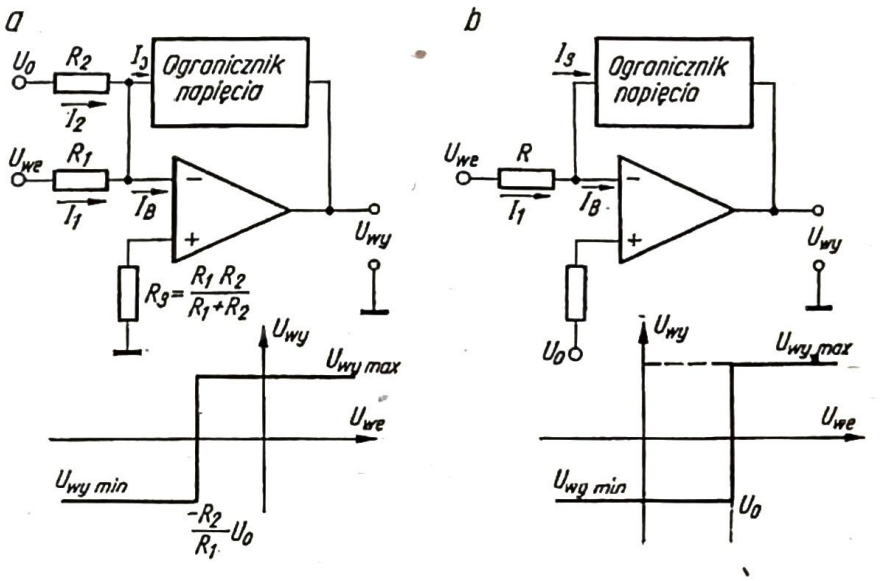
stan, gdy prąd fotodiody przekracza wartość 1 μA. Nawet przy tak małym prądzie błąd wnoszony przez komparator jest mniejszy od 1%. Wyższy próg prądowy można uzyskać zmniejszając wartości R_1, R_2 i R_3. W chwili przełączania napięcie na diodzie jest bliskie zeru, więc jej prąd upływowy nie wywołuje błędu. Poziomy napięcia wyjściowego są równe 0 i -10 V, czyli nadają się do sterowania układów cyfrowych MOS.

Komparator LM 111 może być zasilany z napięcia zasilającego układy logiczne TTL, tzn. +5 V. Ponieważ to napięcie nie jest na ogół bardzo stabilne, opracowano specjalny układ (rys. 4.105b) uniezależniający próg dyskryminatora od zmian napięcia zasilającego. Dioda *D1* jest diodą skompensowaną termicznie o napięciu 1,23 V i spełnia funkcję źródła napięcia odniesienia. Z chwilą gdy spadek napięcia na rezystorze R_3 wywołany przepływem prądu fotodiody przekroczy 1,23 V, następuje zmiana stanu układu i skok napięcia wyjściowego. Rezystor R_2 dobrano równy R_3 w celu zmniejszenia błędu spowodowanego przez spadki napięcia od wejściowych prądów polaryzujących.

Dyskryminator napięcia można również zrealizować stosując wzmacniacz operacyjny. Taki dyskryminator musi zawierać ogranicznik napięcia, umieszczony najczęściej w pętli sprzężenia zwrotnego i zapewniający poziomy napięcia wyjściowego odpowiednie do współpracy z układami logicznymi. Jako ogra-

niczniki stosuje się proste układy diodowe lub układy z diodami Zenera. W tym celu można wykorzystać np. jeden z układów omówionych w p. 4.2.1.

Na rys. 4.106 pokazano dwie konfiguracje dyskryminatora napięcia ze wzmacniaczem operacyjnym [4.3]. Pierwszy układ, tzw. sumujący (rys. 4.106a), zawiera dwa rezystory sumujące. Jako napięcie odniesienia można w nim wy-



4.106. Typowe układy dyskryminatorów napięcia ze wzmacniaczem operacyjnym i ich charakterystyki
a — układ sumujący,
b — układ różnicowy

korzystać dodatnie lub ujemne napięcie zasilające, o ile te napięcia są wystarczająco dobrze stabilizowane. Próg dyskryminacji można regulować stosunkiem rezystancji R_1/R_2. Poziom napięcia wyjściowego zależy od kierunku prądu I_3. Porównanie następuje przy prądzie I_3 równym zeru, a więc przy napięciu wejściowym równym:

$$U_{we} = -\frac{R_1}{R_2}U_o + U_{os}\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right) + I_{os}R_1 \tag{4.94}$$

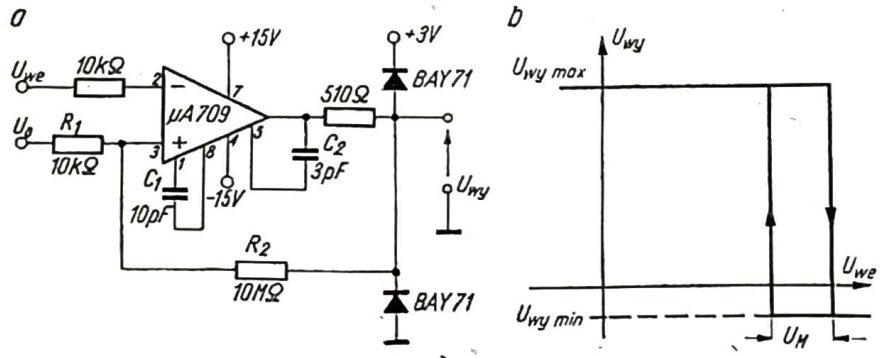
Drugi składnik tego wzoru wyraża błąd spowodowany przez napięcie niezrównoważenia wzmacniacza U_{os}. Rezystor R_3 zmniejsza błąd spowodowany prądami polaryzującymi. Przy wartości R_3 równej połączeniu równoległemu R_1 i R_2, błąd ten jest równy spadkowi napięcia wywołanemu przez prąd niezrównoważenia na R_1, czyli $I_{os}R_1$.

W układzie tzw. różnicowym (rys. 4.106b) potrzebny jest tylko jeden rezystor sumujący, lecz napięcie U_o musi być równe żądanemu progowi dyskryminacji. Głównymi źródłami błędu w tym układzie są: napięcie niezrównoważenia wzmacniacza oraz wartość współczynnika tłumienia sygnału nieróżnicowego. Wprowadzając niezbyt silne dodatnie sprzężenie zwrotne do obu omawianych układów otrzymuje się dyskryminator z histerezą. W przypadku układu sumującego pętla histerezy znajduje się wokół wartości $(-R_2/R_1)U_o$, a w układzie różnicowym — wokół U_o.

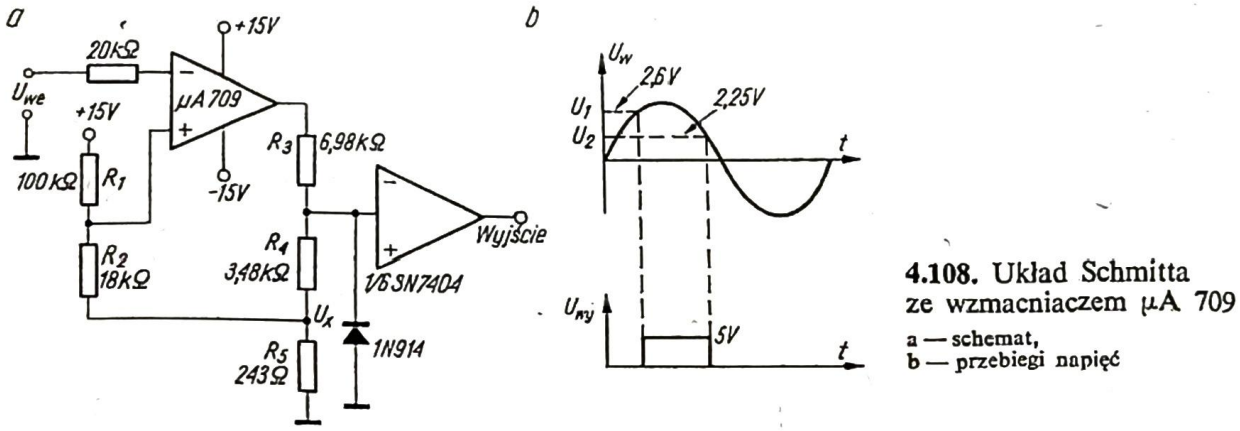
Na rys. 4.107 pokazano dyskryminator napięcia z histerezą zbudowany przy użyciu wzmacniacza operacyjnego μA 709 [4.1]. Funkcje ogranicznika napięcia pełnią diody na wyjściu układu, zapewniające poziomy napięcia odpo-

wiednie do sterowania układów logicznych TTL. Rezystor 510 Ω ogranicza prąd wyjściowy wzmacniacza. Wartość napięcia histerezy oblicza się analogicznie jak w przypadku dyskryminatora z komparatorem napięcia, tzn. według wzoru (4.92).

Na rys. 4.108 podano według [4.56] schemat prostego układu Schmitta ze wzmacniaczem μA 709 pracującym z otwartą pętlą sprzężenia i bez żadnych elementów kompensacji częstotliwości. Dzięki temu osiąga się większą szybkość



4.107. Dyskryminator napięcia z histerezą ze wzmacniaczem μA 709
a — schemat,
b — charakterystyka



4.108. Układ Schmitta ze wzmacniaczem μA 709
a — schemat,
b — przebiegi napięć

narastania napięcia wyjściowego. Na wyjściu wzmacniacza otrzymuje się poziomy napięcia ±15 V, które są dostosowywane do wejścia bramki TTL za pomocą dzielnika rezystorowego i diody ograniczającej. Poziom dyskryminacji jest określony rezystorami R_1 i R_2. Niezbyt silne sprzężenie dodatnie wynikające ze spadku napięcia na rezystorze R_5 daje niewielką histerezę i chroni układ przed oscylacjami. Poziomy dyskryminacji U_1 i U_2 można obliczyć ze wzorów:

$$U_1 = U_x + (U_Z - U_x)\frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{4.95}$$

$$U_2 = U_Z \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{4.96}$$

przy czym

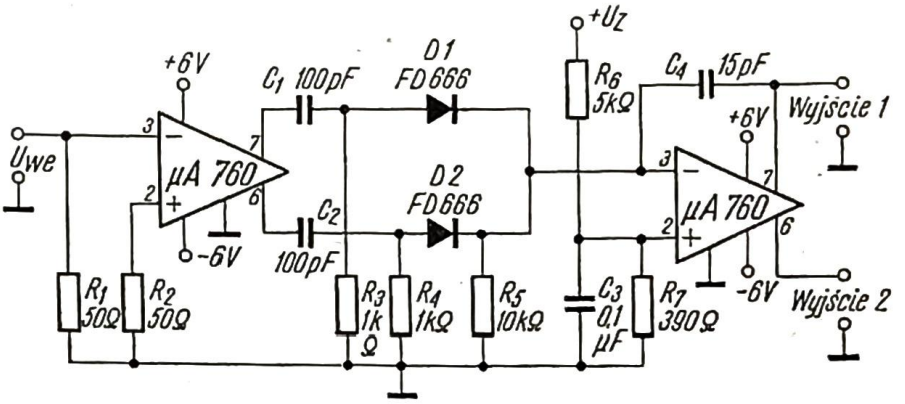
$$U_x = U_Z \frac{R_5}{R_3 + R_4 + R_5}; \quad U_Z = 15\ \text{V} \quad \text{oraz} \quad (R_1 + R_2) \gg R_5$$

Omawiany układ szczególnie dobrze nadaje się do dyskryminacji przebiegów ardzo wolnozmiennych.

4.4.2
DETEKTORY PRZEJŚCIA PRZEZ ZERO

Zadaniem detektora przejścia przez zero jest sygnalizowanie momentu, w którym napięcie wejściowe zmienia znak. W zasadzie każdy z omówionych poprzednio dyskryminatorów napięcia może pracować jako detektor przejścia przez zero, jeśli napięcie odniesienia U_o jest równe zeru. W detektorach przejścia przez zero należy stosować komparatory o możliwie dużej szybkości — aby opóźnienie sygnału wyjściowego w stosunku do chwili przejścia przez zero były małe — i jednocześnie o dość dobrej dokładności — aby błąd określenia poziomu zerowego był mały. Dobrze nadaje się do tych celów komparator μA 760 firmy Fairchild.

Na rys. 4.109 pokazano detektor przejścia przez zero, w którym zastosowano dwa komparatory μA 760 [4.54]. Wyjścia pierwszego komparatora zmieniają stan za każdym razem, gdy sygnał wejściowy przechodzi przez zero. Diody *D1*, *D2*, kondensatory C_1 i C_2 oraz rezystory R_3, R_4 i R_5 wytwarzają krótki dodatni impuls podawany na wejście drugiego komparatora. Na pierwszym wyjściu tego komparatora (końcówka 7) powstaje dodatni impuls sygnalizujący chwilę przejścia przez zero. Błąd czasowy jest równy opóźnieniu układu i wynosi około 30 ns. Na drugim wyjściu uzyskuje się impulsy ujemne. Szerokość impulsów wyjściowych można regulować przez zmianę R_6. Układ pracuje przy częstotliwościach sygnału od 300 Hz do 4 MHz i jego wartości skutecznej od 30 mV przy częstotliwości 4 MHz do około 7 V przy 300 Hz. Odpowiedni dobór stałej czasowej układu różniczkującego C_1, C_2, R_3 i R_4 zapewnia prawidłowe działanie układu przy małej częstotliwości i małym napięciu skutecznym sygnału wejściowego.



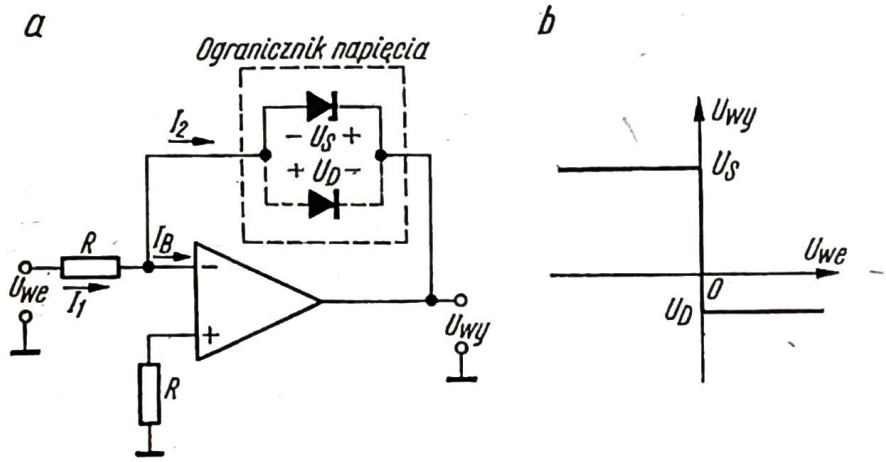
4.109. Detektor przejścia przez zero z komparatorami μA 760

W detektorach przejścia przez zero często stosuje się zamiast komparatora napięcia — wzmacniacz operacyjny. Na rys. 4.110 pokazano prosty układ takiego detektora zera [4.3]. Dioda Zenera pracuje jako ogranicznik napięcia. Poziom napięcia na wyjściu zależy od kierunku prądu I_2 i jest równy albo napięciu Zenera U_S, albo napięciu U_D na diodzie Zenera spolaryzowanej na przewodzenie. Zmiana stanu napięcia wyjściowego następuje przy $I_2 = 0$. Ponieważ:

$$I_1 = I_2 + I_B$$

więc w chwili zmiany stanu: $I_1 = I_B$ i następuje zrównanie prądu polaryzującego wzmacniacz z prądem wejściowym. Dla zmniejszenia błędu spowodowanego

prądem polaryzującym włącza się rezystor R między wejście nieodwracające wzmacniacza i masę. Zmiana stanu napięcia wyjściowego w układzie idealnym powinna następować przy napięciu wejściowym równym zeru. W rzeczywistości,

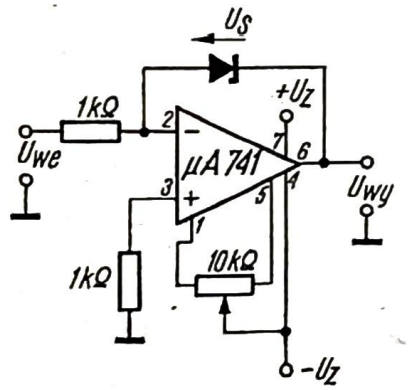


4.110. Prosty detektor przejścia przez zero ze wzmacniaczem operacyjnym
a — schemat
b — charakterystyka przenoszenia

z powodu istnienia wejściowego napięcia niezrównoważenia U_{os} i prądu niezrównoważenia I_{os}, zmiana stanu następuje przy wartości:

$$U_{we} = U_{os} + I_{os}R \tag{4.97}$$

Napięcie niezrównoważenia wzmacniacza w określonej temperaturze można skompensować stosując metody omówione w p. 2.9. Zmiany tego napięcia w funkcji temperatury będą nadal wpływały na błąd detekcji zera.



4.111. Detektor przejścia przez zero ze wzmacniaczem operacyjnym μA 741

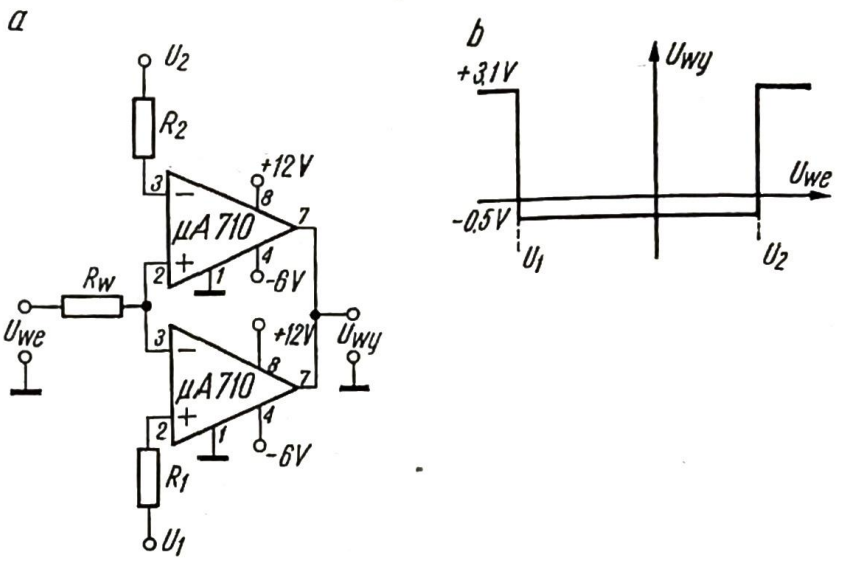
Na rys. 4.111 pokazano prosty detektor przejścia przez zero wykonany przy użyciu wzmacniacza μA 741 [4.6]. Napięcie wyjściowe w tym układzie jest równe napięciu Zenera, jeśli $U_{we} < 0$, zaś ok. $-0{,}7$ V, jeśli $U_{we} > 0$. Dobierając diodę o odpowiednim napięciu Zenera można stosować ten układ do współpracy z bramkami logicznymi różnych typów. Potencjometr służy do kompensacji napięcia niezrównoważenia wzmacniacza.

4.4.3
DYSKRYMINATORY OKIENKOWE

Zadaniem dyskryminatora okienkowego jest stwierdzenie, czy wartość napięcia wejściowego lub amplituda impulsu wejściowego zawiera się w określonym prze-

dziale napięć odniesienia. Dyskryminatory tego rodzaju znajdują szerokie zastosowanie w technice jądrowej, gdzie spełniają funkcję jednokanałowych analizatorów amplitudy.

Najłatwiej można zbudować dyskryminator okienkowy stosując dwa komparatory napięcia — np. μA 710 (patrz rozdział 3). W układzie pokazanym na rys. 4.112 [4.1] napięcie odniesienia U_1 wyznaczające dolny próg dyskryminacji



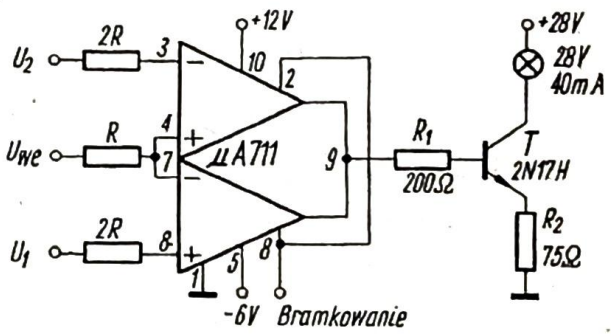
4.112. Prosty dyskryminator okienkowy z komparatorami μA 710
a — schemat,
b — charakterystyka dyskryminatora

jest podawane na wejście nieodwracające jednego komparatora, a U_2 — napięcie górnego progu — na wejście odwracające drugiego komparatora. Dwa pozostałe wejścia komparatorów są zwarte i połączone ze źródłem napięcia wejściowego. Dla minimalizacji błędu spowodowanego spadkami napięć wywołanymi przez prądy polaryzujące trzeba zastosować rezystory o wartościach możliwie małych i równych:

$$R_1 = R_2 = 2R_w$$

gdzie R_w — rezystancja wewnętrzna źródła sygnału.

W urządzeniach pomiarowych i kontrolnych jest często potrzebny układ dający sygnalizację wówczas, gdy napięcie wejściowe nie mieści się w określonych

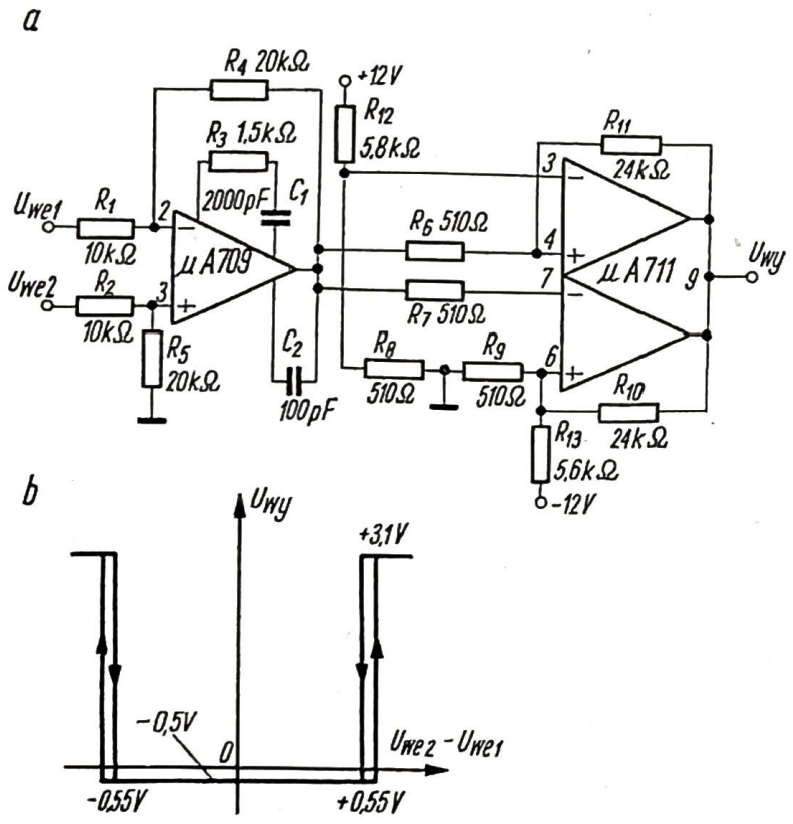


4.113. Dyskryminator okienkowy z sygnalizacją

tolerancjach. Na rys. 4.113 pokazano taki układ, w którym zastosowano podwójny komparator μA 711 [4.53]. Jeśli wartość napięcia wejściowego przekracza górny próg U_2 lub znajduje się poniżej dolnego progu U_1, to na wyjściu komparatora panuje napięcie dodatnie i lampka sygnalizacyjna się świeci. Zablokowa-

nie tranzystora T i zgaśnięcie lampki następuje wtedy, gdy wartość napięcia wejściowego zawiera się w przedziale od U_1 do U_2. Podając potencjał masy na wejście bramkujące można zablokować działanie układu. Dodatkową zaletą układu jest możliwość sterowania pojedynczego tranzystora T i lampki sygnalizacyjnej z ośmiu podwójnych komparatorów o połączonych wyjściach. Rezystor R_2 ogranicza prąd tranzystora przy świeceniu lampki, a rezystor R_1 ogranicza prąd wyjściowy komparatora. Rezystancje wewnętrzne źródeł napięcia odniesienia i źródła sygnału powinny być jak najmniejsze i dobrane zgodnie z wartościami podanymi na rysunku. Uzyskuje się wtedy najmniejszy błąd spowodowany przez prądy polaryzujące.

Układ podobny do omówionego powyżej, lecz pracujący z histerezą dolnego i górnego progu pokazano na rys. 4.114 [4.53]. Wzmacniacz operacyjny μA 709 pracuje jako wejściowy stopień różnicowy. Wysoki stan logiczny na wyjściu układu pojawia się wówczas, gdy różnica napięć wejściowych przekracza 0,55 V. Napięcie histerezy jest równe ok. 50 mV.

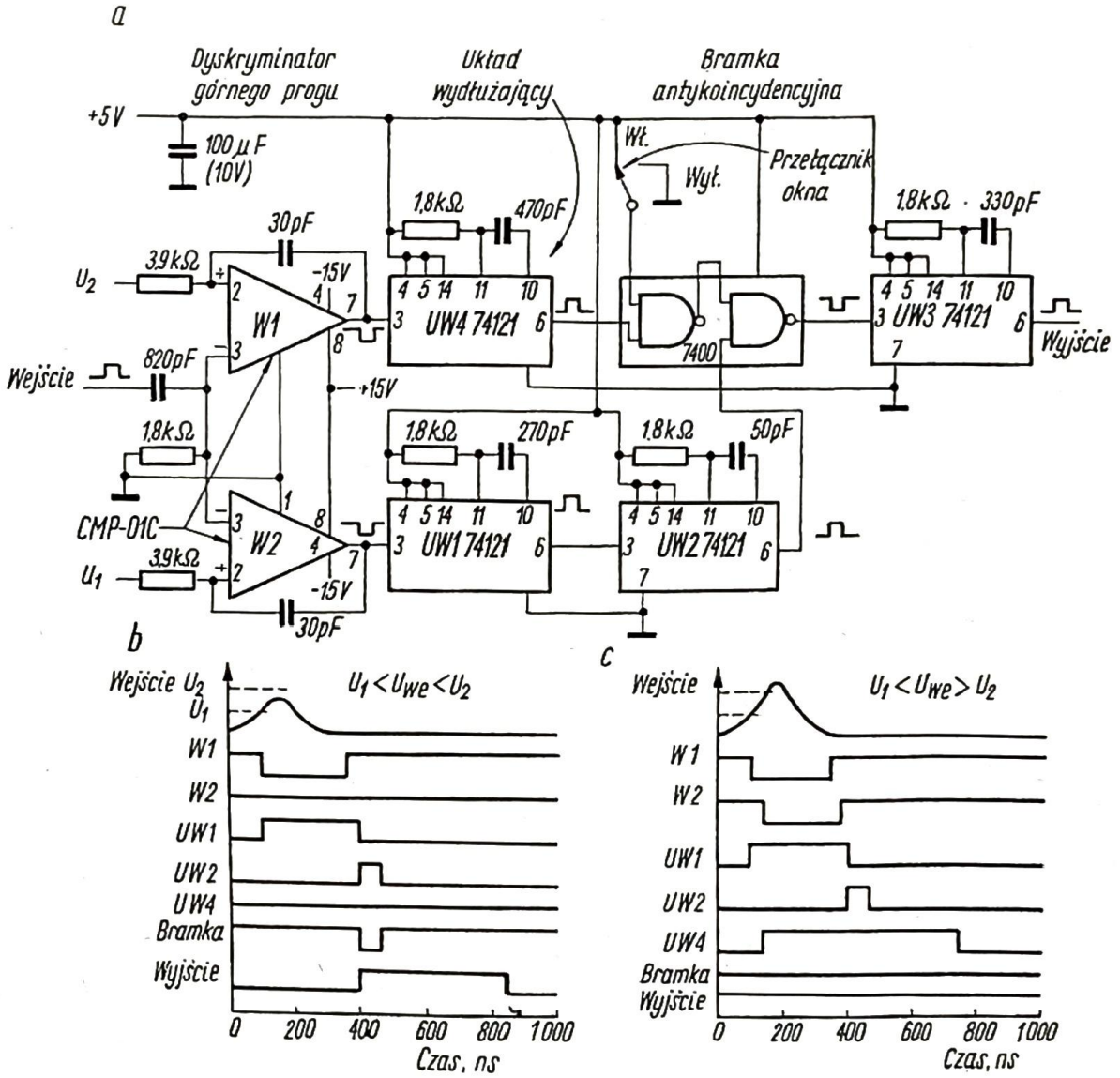


4.114. Dyskryminator okienkowy z wejściem różnicowym i histerezą
a — schemat,
b — charakterystyka dyskryminatora

Oba omówione powyżej układy mogą być stosowane na przykład przy produkcji diod Zenera do ich selekcji według napięcia przy założonych tolerancjach.

Impulsowy dyskryminator okienkowy pokazany na rys. 4.115 jest jednokanałowym analizatorem amplitudy [4.57]. Dolny próg dyskryminacji jest równy U_1, a górny $-U_2$. W chwili, gdy napięcie impulsu wejściowego przekracza U_1, napięcie wyjściowe komparatora W_1 spada do zera i wyzwala uniwibrator $UW1$. Wyjście tego uniwibratora powraca do stanu zero po czasie 300 ns i wyzwala następny uniwibrator $UW2$ wysyłający impuls 60 ns do układu antykoincydencyjnego. Układ odwraca impuls i wyzwala uniwibrator $UW3$ formujący impuls wyjściowy.

Jeśli amplituda impulsu wejściowego jest większa niż U_2, to w chwilę po komparatorze *W1* zadziała komparator *W2*. Sygnał wyjściowy z *W2* uruchamia układ wydłużający *UW4*, który swym impulsem wyjściowym blokuje bramkę antykoincydencyjną na czas 600 ns. Tak więc w tym przypadku impuls z *UW2* nie uruchamia bramki antykoincydencyjnej i impuls wyjściowy nie pojawia się. Przy ustawieniu przełącznika OKNO w pozycji WYŁ. bramka antykoincydencyjna nie działa i cały układ pracuje jako dyskryminator progowy.

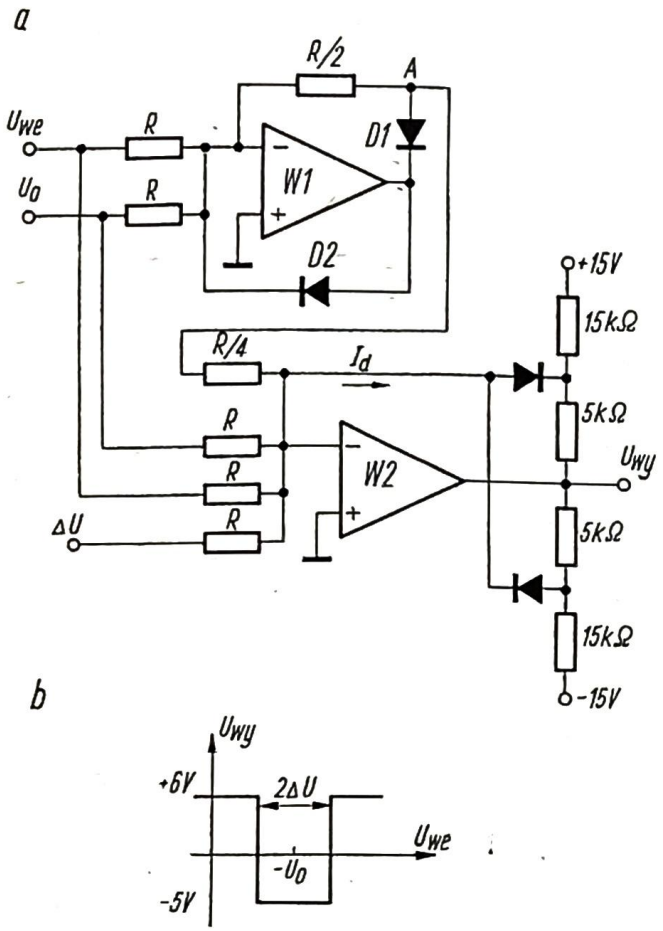


4.115. Jednokanałowy analizator amplitudy

a — schemat,
b, c — przebiegi napięć

Omawiany analizator jednokanałowy pracuje prawidłowo przy czasie narastania impulsów wejściowych nie większych niż 250 ns i maksymalnej częstotliwości 500 000 imp/s. Tę częstotliwość można zwiększyć stosując mniejsze wartości kondensatorów w uniwibratorach. W układzie zastosowano komparatory CMP-01 C (firmy Precision Monolithics). Zmieniając zasilanie na +12 V i −6 V można zastosować popularne komparatory µA 710. Na rys. 4.115b i c pokazano przebiegi napięć w omawianym układzie dla dwóch przypadków: przy napięciu wejściowym mieszczącym się w oknie i przekraczającym górny próg.

W dyskryminatorach okienkowych można zamiast komparatorów napięcia stosować wzmacniacze operacyjne. Przykład takiego układu pokazano na rys. 4.116a, na rys. 4.116b zaś — charakterystykę dyskryminatora [4.3]. Środek



4.116. Dykryminator okienkowy ze wzmacniaczami operacyjnymi
a — schemat,
b — charakterystyka dyskryminatora

okna dyskryminacji jest równy napięciu odniesienia U_o z odwrotnym znakiem, a szerokość okna wynosi $2\Delta U$. Zmieniając napięcie U_o można przesuwać okno bez zmiany jego szerokości. Również szerokość okna może być regulowana przy niezmiennym jego położeniu.

Układ pracuje w sposób opisany poniżej. Gdy $U_{we}+U_o < 0$, to dioda *D2* przewodzi, a *D1* jest zablokowana. Napięcie w punkcie *A* jest wtedy równe 0 i przez rezystor $R/4$ nie płynie prąd. Ogranicznik napięcia współpracujący ze wzmacniaczem *W2* powoduje zmianę znaku napięcia wyjściowego w chwili, gdy prąd I_d zmienia znak, a więc wówczas gdy:

$$\frac{U_{we}}{R}+\frac{U_o}{R}+\frac{\Delta U}{R}=I_d=0$$

czyli przy napięciu wejściowym

$$U_{we}=-U_o-\Delta U \tag{4.98}$$

Równanie powyższe określa dolną granicę okna. Gdy $U_{we}+U_o > 0$, to dioda *D1* przewodzi i napięcie na wyjściu *W1* jest równe $-1/2\,(U_{we}+U_o)$. Górna granica okna jest określona zależnością:

$$\frac{U_{we}}{R}+\frac{U_o}{R}+\frac{\Delta U}{R}-\frac{1/2(U_{we}+U_o)}{R/4}=I_d=0$$

a więc

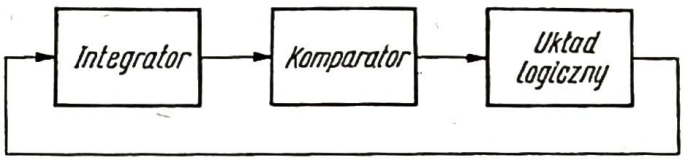
$$U_{we}=-U_o+\Delta U \tag{4.99}$$

Omówiony układ znajduje zastosowanie w analizatorach rozkładu gęstości prawdopodobieństwa [4.3].

Inne rozwiązania dyskryminatorów okienkowych są omówione w pracy [4.76].

4.5 GENERATORY PRZEBIEGÓW

Wzmacniacze operacyjne i komparatory znalazły szerokie zastosowanie w generatorach przebiegów: prostokątnych, trójkątnych, liniowo rosnących, sinusoidalnych itd. Typowy schemat blokowy takiego generatora zawiera trzy podstawowe elementy: integrator, komparator i logiczny układ kluczujący (lub pamięciowy) — co przedstawiono na rys. 4.117. Wszystkie trzy funkcje: całko-



4.117. Typowy schemat blokowy generatora z układami scalonymi

wanie, porównanie i przełączanie, wykonywane przez te podstawowe elementy, często realizuje się przy użyciu tylko jednego lub dwóch wzmacniaczy operacyjnych. Zwiększenie liczby wzmacniaczy operacyjnych jest celowe jedynie w przypadku konieczności uzyskania bardzo wygórowanych parametrów generatora, zwiększeniu jego uniwersalności, ale wiąże się ze wzrostem kosztu.

4.5.1 GENERATORY PRZEBIEGÓW PROSTOKĄTNYCH I TRÓJKĄTNYCH

4.5.1.1 GENERATORY PRZEBIEGU PROSTOKĄTNEGO

Prosty układ generatora impulsów prostokątnych przedstawiono na rys. 4.118a [4.3]. Napięcie otrzymywane na wyjściu jest ograniczone przez diody Zenera *D1* i *D2* do wartości $+U_{D2}$ oraz $-U_{D1}$, jak pokazuje rys. 4.118b. Elementy R_P i C tworzą układ całkujący, który decyduje o okresie generatora. Wzmacniacz operacyjny pracuje jako układ porównujący. Część napięcia wyjściowego $\beta \cdot U_{wy}$ z dzielnika rezystorowego R_3 i R_4 jest podawana przez rezystor R_1 na wejście nieodwracające wzmacniacza. Taki sam rezystor R_1, podłączony do wejścia odwracającego, utrzymuje dużą rezys ancję między wejściami wzmacniacza nawet w najgorszych warunkach pracy. Załóżmy, że $R_1 \gg R_3$ i R_4 oraz że $\beta = \frac{R_4}{R_3+R_4}$. Wzmacniacz operacyjny może znajdować się w jednym z dwóch

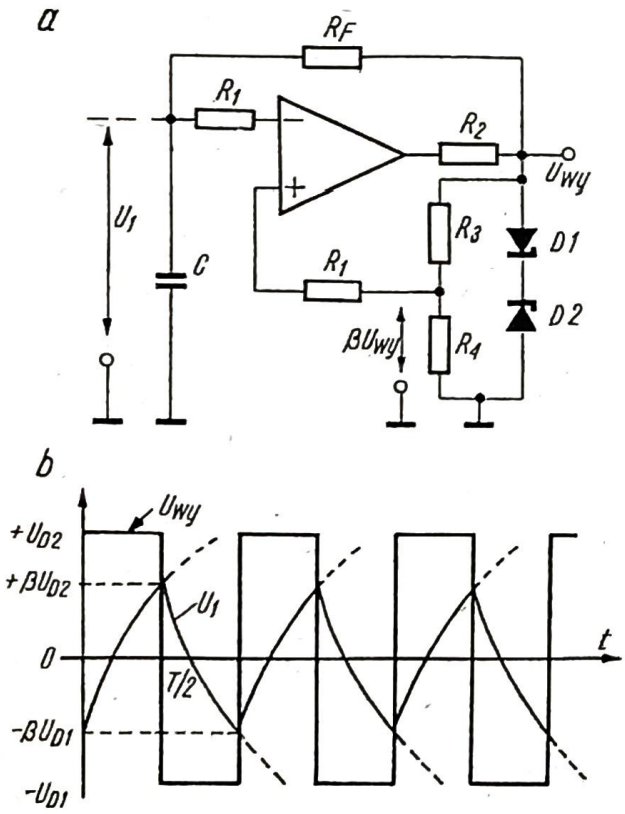
stanów nasycenia, którym odpowiadają na wyjściu poziomy: dodatni lub ujemny. Działanie układu polega na ciągłej zmianie stanu nasycenia wzmacniacza w chwili, gdy napięcie na ładowanym — do dodatniego lub ujemnego poziomu — kondensatorze przekroczy próg napięcia na wejściu nieodwracającym. Okres przebiegu prostokątnego otrzymywanego na wyjściu można zdefiniować następująco [4.3]:

$$T = 2R_F C \ln \frac{1+\beta}{1-\beta} \tag{4.100}$$

Dobierając $\beta = 0{,}473$, otrzymuje się:

$$T = 2R_F C; \quad f = \frac{1}{2\pi R_F C} \tag{4.101}$$

Tego typu generator fali prostokątnej ma najlepsze właściwości w zakresie częstotliwości akustycznych, np.: od 10 Hz do 10 kHz. Regulację częstotliwości przeprowadza się zmieniając wartość rezystora R_F. Stabilność częstotliwości zależy od kondensatora i stabilności diod Zenera. Symetria przebiegu prostokątnego jest uzależniona od symetrii napięć Zenera.

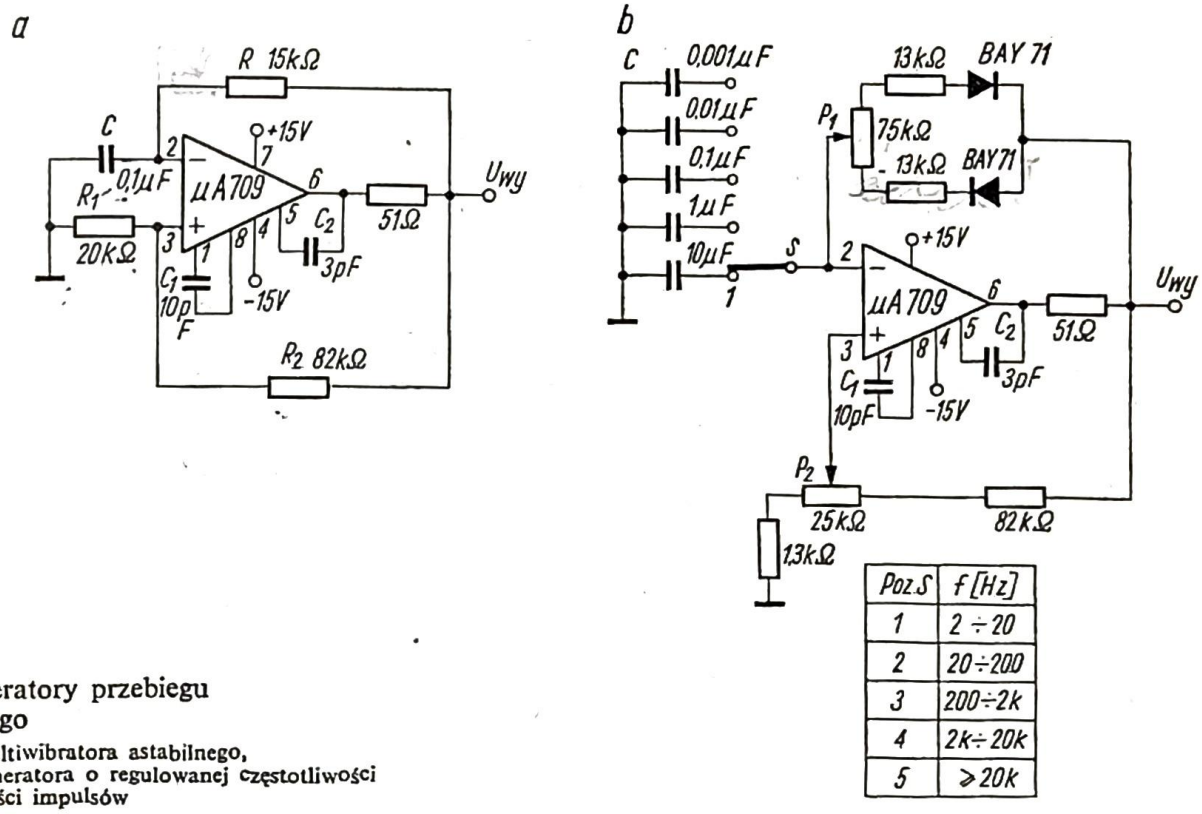


4.118. Prosty generator przebiegu prostokątnego
a — schemat ideowy,
b — przebiegi czasowe napięć

Właściwości generatora z rys. 4.118 mogą być polepszone, jeśli rezystor R_F zastąpi się tranzystorowymi źródłami prądowymi. Napięcie U_1 będzie miało w tym przypadku przebieg trójkątny i symetria napięcia wyjściowego może być regulowana przez zmianę prądów obu źródeł [4.3].

Inny przykład generatora przebiegu prostokątnego przedstawiony jest na rys. 4.119a [4.1]. Jest to multiwibrator astabilny zbudowany na wzmacniaczu

operacyjnym μA 709. Stan na wyjściu wzmacniacza może być dodatnim lub ujemnym poziomem nasycenia. Przyjmując, że w chwili rozpoczęcia pracy stan na wyjściu jest dodatnim poziomem nasycenia, co spowodowane jest wpływem



Poz S	f [Hz]
1	2 ÷ 20
2	20 ÷ 200
3	200 ÷ 2k
4	2k ÷ 20k
5	⩾ 20k

4.119. Generatory przebiegu prostokątnego
a — układ multiwibratora astabilnego,
b — układ generatora o regulowanej częstotliwości i szerokości impulsów

dodatniego sprzężenia zwrotnego za pośrednictwem dzielnika napięciowego R_1 i R_2, kondensator C będzie ładowany do napięcia dodatniego przez rezystor R. Gdy napięcie na wejściu odwracającym osiągnie tę samą wartość napięcia, która istnieje na wejściu nieodwracającym, tzn.:

$$U_1 = U^+_{wy\,max}\frac{R_1}{R_1+R_2} \tag{4.102}$$

to wzmacniacz bardzo szybko przechodzi w drugi stan, charakteryzujący się ujemnym poziomem nasycenia na wyjściu. W drugim stanie na wejściu nieodwracającym otrzymuje się napięcie:

$$U_2 = U^-_{wy\,max}\frac{R_1}{R_1+R_2} \tag{4.103}$$

Ponieważ przełączenie jest bardzo szybkie, więc wejście odwracające pozostaje na napięciu U_1 naładowanego kondensatora C. Układ pozostaje w stanie ujemnym na wyjściu przez czas potrzebny do rozładowania kondensatora i naładowania go do napięcia U_2 przez rezystor R. Okres oscylacji można określić następująco:

$$T = RC\ln\frac{(U_1-U_2\beta)}{U_1(1-\beta)}\cdot\frac{(U_2-U_1\beta)}{U_2(1-\beta)} \tag{4.104}$$

gdzie

$$\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

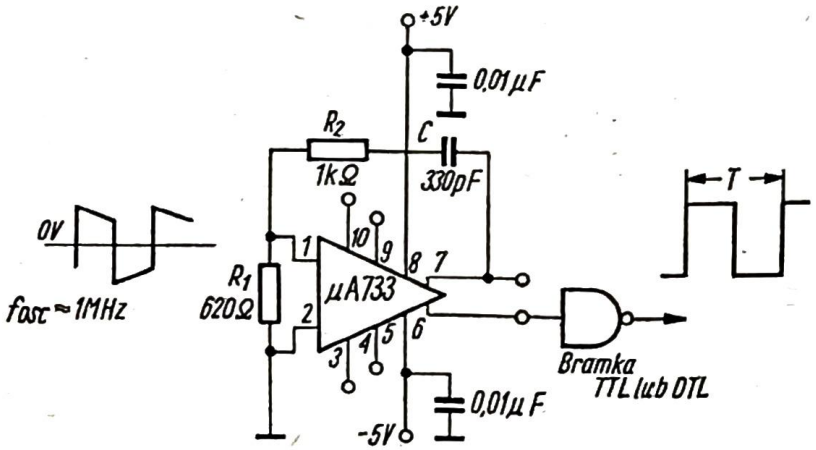
Przy symetrycznych napięciach nasycenia na wyjściu wzmacniacza operacyjnego, okres T jest równy:

$$T = 2RC \ln\left(1 + 2\frac{R_1}{R_2}\right); \quad U_1 = |U_2| = U \tag{4.105}$$

Stabilność częstotliwości oscylacji układu jest — jak podaje firma SGS — lepsza od 1% dla zmian napięcia zasilającego rzędu kilku procent.

Pełny schemat generatora przebiegu prostokątnego, który jest rozszerzoną wersją podstawowego multiwibratora, podano na rysunku 4.119b. Jak informuje podana obok tabelka, częstotliwość może być zmieniana zgrubnie w pięciu zakresach przez zmianę kondensatora C za pomocą przełącznika S. Regulacja dokładna w granicach każdego zakresu odbywa się za pomocą potencjometru P_1. Potencjometr P_2 służy do zmiany współczynnika wypełnienia impulsów prostokątnych. Należy zaznaczyć, że wprowadzenie do układu podstawowego diod i potencjometrów — co związane jest z rozszerzeniem jego własności użytkowych — powoduje jednak kilkuprocentowe pogorszenie stabilności generatora w stosunku do układu podstawowego z rysunku 4.119a.

Kolejnym przykładem generatora przebiegu prostokątnego jest układ przedstawiony na rys. 4.120. Generator jest zbudowany na szerokopasmowym wzmacniaczu wizyjnym scalonym typu μA 733 firmy Fairchild, połączonym tylko



4.120. Generator impulsów prostokątnych z szerokopasmowym wzmacniaczem scalonym μA 733

z trzema elementami zewnętrznymi RC [4.58]. Układ scalony μA 733 jest dwustopniowym wzmacniaczem monolitycznym o wejściu i wyjściu różnicowym. Charakteryzuje się bardzo szerokim pasmem przenoszonym — do 120 MHz. Wzmocnienie układu jest programowane zewnętrznie i wynosi 10 (przy nie podłączonych końcówkach *3*, *4*, *9*, *10*), 100 (przy zwartych końcówkach *3* i *10* i otwartych *4* i *9*) oraz 400 (przy zwartych końcówkach *4* i *9* i otwartych *3* i *10*). Istnieje oczywiście również możliwość ustawienia wzmocnienia na dowolną wartość z zakresu od 10 do 400 przez włączenie między końcówki *4* i *9* rezystora o odpowiedniej wartości, zwykle od 10 Ω do 10 kΩ. Wzmacniacz nie wymaga zewnętrznej kompensacji częstotliwościowej.

Jak już zaznaczono, włączenie trzech elementów zewnętrznych *RC* do układu wzmacniacza μA 733 zmienia ten układ w generator przebiegu prostokątnego o częstotliwości w zakresie od kilku herców do ponad 10 MHz. Dzięki szerokiemu pasmu wzmacniacza, czasy narastania i opadania impulsów wyjściowych są mniejsze od 10 ns. Kondensator C i dzielnik napięciowy R_1 i R_2 zapewniają dodatnie sprzężenie zwrotne.

Okres oscylacji jest równy:

$$T \approx 2(R_1+R_2)C \cdot \ln\left[K_0\left(\frac{R_1}{R_1+R_2}\right)-1\right] \tag{4.106}$$

Zależność powyższa jest przybliżona, ponieważ μA 733 pobiera wejściowy prąd polaryzujący, gdy sygnał wejściowy jest dodatni, a nie pobiera prądu, gdy sygnał wejściowy jest ujemny. W takim przypadku współczynnik wypełnienia impulsów różni się nieco od idealnego, tj. 50%.

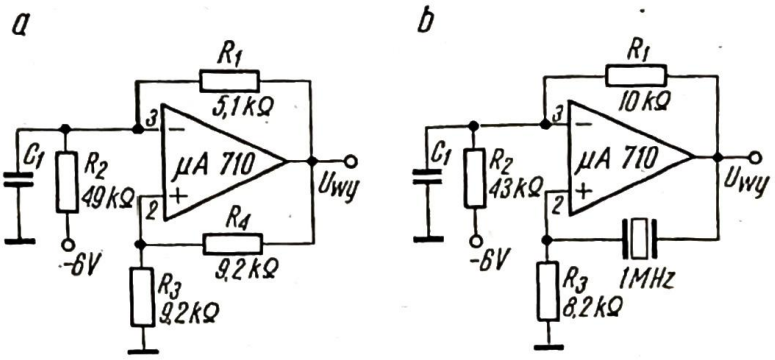
Stosunek podziału rezystancji R_1 i R_2 jest ograniczony do wartości leżącej między 0,2 i 0,4 dla $K_0 = 10$. Dolne ograniczenie wynika z równania (4.106) na okres oscylacji, ponieważ w praktyce musi być zachowana nierówność:

$$K_0\left(\frac{R_1}{R_1+R_2}\right) \geqslant 2 \tag{4.107}$$

Górne ograniczenie jest związane ze zmianą napięcia wyjściowego (w odniesieniu do jednego wyjścia) oraz z zakresem zmian napięcia wejściowego wzmacniacza, który wynosi ± 1 V.

Oprócz wzmacniaczy operacyjnych do budowy generatorów impulsów prostokątnych stosuje się komparatory scalone, np. μA 710. Przykładem tego typu układów są multiwibratory astabilne, przedstawione na rys. 4.121a i b [4.1].

Pierwszy z układów (rys. 4.121a) ma elementy zewnętrzne typu *RC*. Rezystory R_3 i R_4 tworzą obwód dodatniego sprzężenia zwrotnego, który część na-



4.121. Zastosowanie komparatora μA 710 w układach multiwibratorów astabilnych
a — multiwibrator astabilny,
b — multiwibrator sterowany kwarcem

pięcia wyjściowego podaje na nieodwracające wejście komparatora. Gdy poziom napięcia na wyjściu zmienia się ze stanu „niskiego" na „wysoki", to skok napięcia na wejściu nieodwracającym komparatora jest równy:

$$\Delta U_{we(2)} = (U_{wy\,max} - U_{wy\,min})\frac{R_3}{R_3+R_4} \tag{4.108}$$

W chwili przełączania napięcie na wejściu odwracającym (i na C_1) jest równe napięciu jakie panowało na końcówce *2* w stanie „niskim" na wyjściu. Od tego momentu pojemność C_1 zaczyna się ładować do napięcia, które można określić następująco:

$$\frac{R_2}{R_1+R_2}\left(U_{wy\,max}+U_{Z2}\frac{R_1}{R_2}\right) \tag{4.109}$$

gdzie:

U_{Z2} — jest ujemnym napięciem zasilającym, a $U_{wy\,max}$ jest napięciem na wyjściu komparatora μA 710 w stanie „wysokim".

Efektywna rezystancja, która wchodzi do stałej czasowej ładowania, jest równa:

$$R_{lad} \approx \frac{R_1 R_2}{R_1+R_2} \tag{4.110}$$

Stan na wyjściu komparatora pozostaje tak długo „wysoki", aż napięcie na końcówce *3* osiągnie poziom, który panuje na końcówce *2*:

$$U_{we(2)} = U_{wy\,max}\frac{R_3}{R_3+R_4} \tag{4.111}$$

W tym momencie komparator zmienia stan na wyjściu na „niski" i działanie układu podane wyżej powtarza się.

Ze względu na krótki czas odpowiedzi komparatora μA 710 multiwibrator może pracować poprawnie aż do częstotliwości 5 MHz.

W celu zapewnienia warunków samostartowania układu, punkt pracy powinien leżeć w obszarze liniowym. Z tego względu stosunki rezystancji R_1/R_2 i R_4/R_3 dobiera się tak, aby napięcie, do którego ładuje się kondensator C_1 (zal. 4.109), było zawsze bardziej dodatnie niż napięcie istniejące na końcówce *2*, gdy napięcie na wyjściu jest równe $U_{wy\,max}$. Dla maksymalnej stabilności punktu pracy w funkcji temperatury, rezystancje widziane z końcówek *2* i *3* powinny być w przybliżeniu równe. Stosując zasilania +12 V i −6 V, typowe wartości poziomów napięć wyjściowych „wysokiego" i „niskiego" wynoszą +3,2 V i −0,5 V. W tych warunkach stosunki R_1/R_2 i R_4/R_3 można tak dobrać, że impulsy na wyjściu będą symetryczne. Odpowiednio dobrane wartości rezystorów wynoszą:

$$R_2 = 9{,}7\,R_1$$

$$R_3 = 1{,}8\,R_1$$

$$R_4 = 1{,}8\,R_1$$

Wartość rezystora R_1 jest ograniczona do pewnego zakresu rezystancji, tj. $1\,k\Omega < R_1 < 24\,k\Omega$. Z jednej strony chodzi o nieprzekroczenie dopuszczalnego obciążenia wyjścia komparatora dla jego poprawnej pracy, z drugiej zaś strony staje się zauważalny wpływ prądu niezrównoważenia, który może powodować niesymetrię przebiegu wyjściowego.

Drugi układ (rys. 4.121b) jest generatorem impulsów, synchronizowany kwarcem. Rezonator kwarcowy, umieszczony między końcówkami *7* i *2*, zamyka

pętlę dodatniego sprzężenia zwrotnego. Punkt pracy układu ustala dzielnik rezystorowy R_1 i R_2 podłączony do napięcia zasilającego -6 V. Jest on tak dobierany, żeby praca przebiegała w obszarze liniowym (bez nasycenia), co zapewnia pewny start oscylacji w układzie. Kondensator C_1 odsprzęga rezystor R_2, likwidując ujemne sprzężenie zwrotne dla częstotliwości oscylacji. Rezystor R_3, na którym odkłada się napięcie dodatniego sprzężenia zwrotnego, spełnia dodatkową funkcję elementu stabilizującego punkt pracy przy zmianach temperatury. Zwykle jego wartość oblicza się następująco:

$$R_3 \approx \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Dla napięć zasilających $+12$V i -6 V poziom napięcia wyjściowego ma typową wartość $+1{,}35$ V. Jeśli wejście nieodwracające komparatora jest połączone z masą przez rezystor R_3, to optymalny punkt pracy określa równanie:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{1{,}35}{U_{Z2}} \tag{4.112}$$

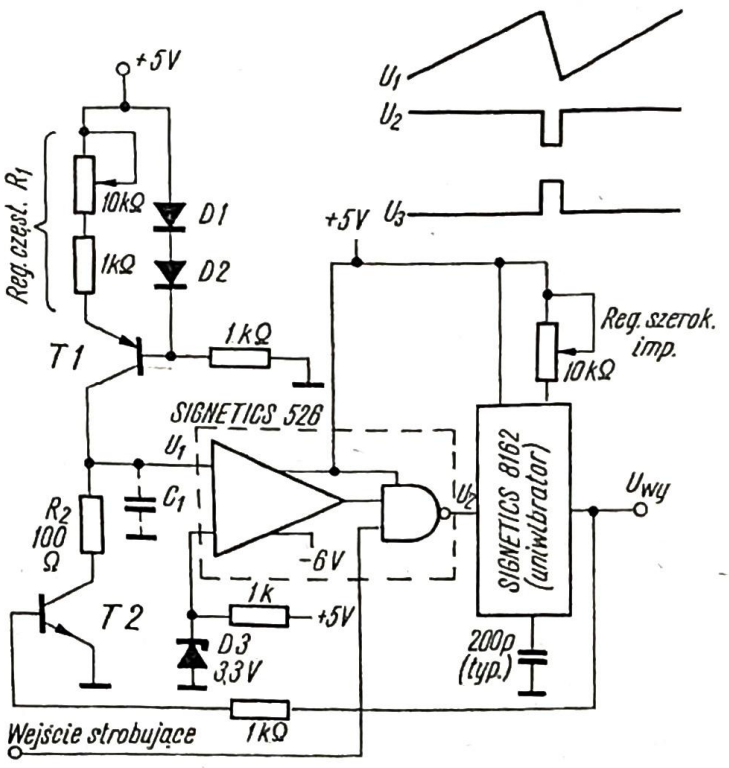
gdzie

U_{Z2} jest ujemnym napięciem zasilającym.

Wartość rezystora R_1 nie powinna przekraczać około 47 kΩ. Kondensator C_1 powinien mieć taką wartość, żeby jego reaktancja pojemnościowa była mniejsza od:

$$X_C < \frac{R_1}{500}. \tag{4.113}$$

Nieco bardziej rozbudowany generator impulsów prostokątnych o regulowanej częstotliwości i szerokości impulsów przedstawiono na rys. 4.122 [4.60]. Generator może pracować w zakresie od kilku herców do kilku megaherców.



4.122. Generator przebiegu prostokątnego o regulowanej częstotliwości i szerokości impulsów

Szybki komparator typu 526 firmy Signetics i źródło prądu stałego są podstawowymi elementami generatora, gwarantującymi jego wysoką stabilność. Działanie układu przebiega następująco: kondensator C_1 jest ładowany liniowo ze źródła prądu stałego zbudowanego na tranzystorze *T1*. Proces ten trwa tak długo, aż napięcie na kondensatorze C_1 przekroczy poziom napięcia odniesienia, utrzymywany na drugim wejściu komparatora przez diodę Zenera. W tym momencie na wyjściu komparatora (na wyjściu bramki NAND) zmienia się stan z „wysokiego" na „niski" i skokiem tym zostaje wyzwolony uniwibrator scalony 8162 firmy Signetics. Impuls z wyjścia uniwibratora podany na bazę tranzystora *T2* powoduje jego przewodzenie i dzięki temu kondensator C_1 zostaje szybko rozładowany. Po zakończeniu impulsu z uniwibratora tranzystor *T2* zostaje zablokowany i kondensator na nowo zaczyna się ładować, rozpoczynając następny cykl pracy generatora. Okres oscylacji generatora jest w przybliżeniu równy:

$$T = 3,3C_1R_1/0,7 + T_u \tag{4.114}$$

gdzie

T_u — czas trwania impulsu z uniwibratora.

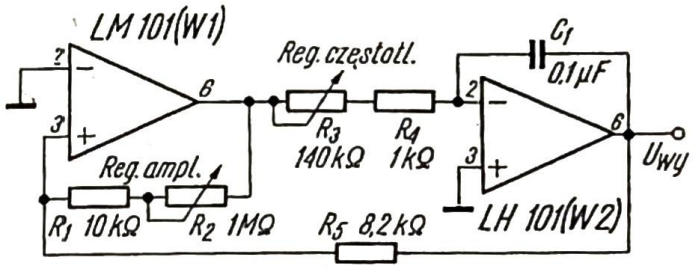
Czas trwania impulsu z uniwibratora może być odpowiednio dobrany za pomocą potencjometru 10 kΩ. Rezystor R_2 zabezpiecza tranzystor *T2* przed przeciążeniem w przypadku użycia dużych wartości pojemności C_1. Można go nie stosować, gdy pojemność C_1 jest mała.

Generator przedstawiony na rys. 4.122 ma przewidziane wejście strobujące, co jest jedną z zalet komparatora 526. Wejście to pozwala uruchomić i zatrzymać pracę generatora w odpowiednim momencie za pomocą podawanego z zewnątrz sygnału logicznego. Należy zaznaczyć, że generator startuje do pracy zawsze w tym samym momencie, tzn. z tą samą fazą, i każdy cykl pobudzający ma ten sam okres. Jeśli wejścia strobującego nie wykorzystuje się, to należy je dołączyć do dodatniego napięcia zasilającego. Generator ten może być również wykorzystywany jako generator sterowany napięciowo. W tym celu należy zamiast diody Zenera, podającej stałe napięcie na wejście komparatora, podłączyć do tego wejścia źródło napięcia sterującego generator. Drugim miejscem, gdzie można również podać napięcie sterujące, jest baza tranzystora *T1*. Częstotliwość oscylacji generatora można zmieniać ustawiając odpowiednią wartość rezystora R_1, to jest dobierając prąd ładowania kondensatora C_1. Obydwa tranzystory i obie diody zastosowane w układzie powinny być elementami krzemowymi.

4.5.1.2
GENERATORY PRZEBIEGU TRÓJKĄTNEGO

Generator przebiegu trójkątnego o stałej amplitudzie jest przedstawiony na rys. 4.123 [4.15]. Układ dostarcza przebieg trójkątny o regulowanej częstotliwości i stałej amplitudzie, niezależnej od zmiany częstotliwości przebiegu. Generator zawiera integrator zbudowany na wzmacniaczu operacyjnym LH 101 pracujący jako generator napięcia piłowego (liniowo rosnącego) oraz detektor poziomu zbudowany na wzmacniaczu operacyjnym LM 101, który pracuje jako układ

kasujący. Detektor poziomu jest podobny do układu Schmitta z histerezą. Histereza ta powstała przez wprowadzenie dodatniego sprzężenia zwrotnego za pomocą rezystora R_1 i potencjometru R_2. Działanie układu polega na cyklicznej zmianie poziomów napięcia nasycenia na wyjściu wzmacniacza *W1* i generowaniu na



4.123. Generator przebiegu trójkątnego o regulowanej częstotliwości i amplitudzie impulsów

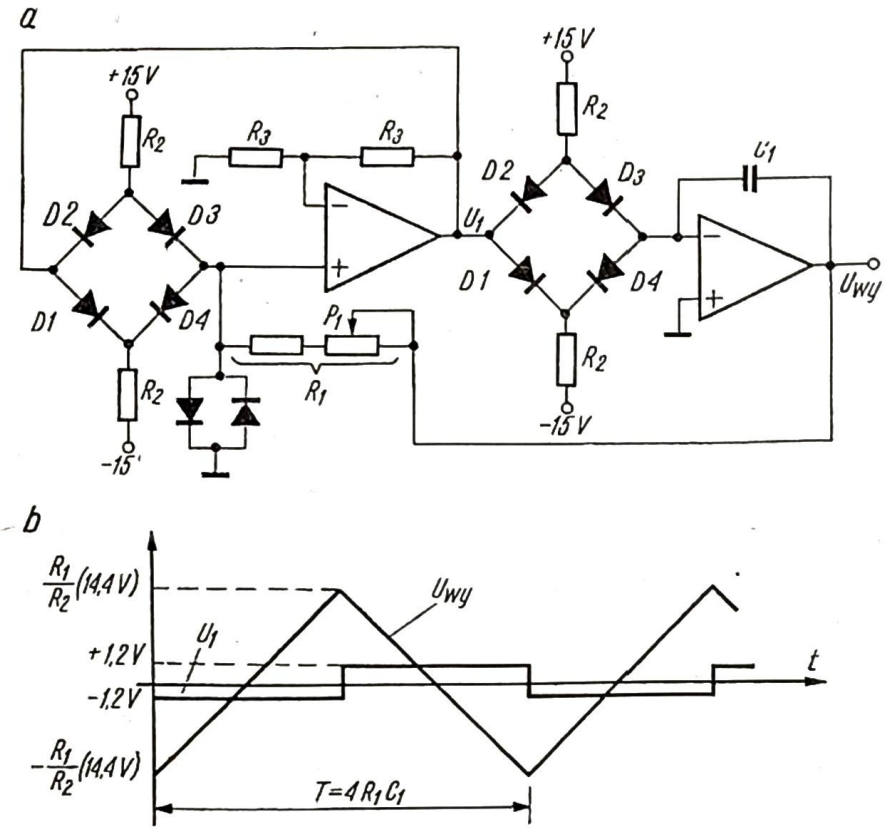
wyjściu integratora dodatniego i ujemnego zbocza kolejnych impulsów trójkątnych. Detektor poziomu zmienia swój stan w zależności od poziomu napięcia wyjściowego U_{wy}, podawanego na jego wejście przez rezystor R_5.

Częstotliwość przebiegu trójkątnego otrzymywanego z generatora jest określona przez wartości elementów R_3, R_4 i C_1 oraz przez dodatnie i ujemne napięcia nasycenia wzmacniacza *W1*. Amplituda jest określona przez stosunek R_5 do sumy R_1+R_2 oraz przez napięcia nasycenia detektora poziomu. Szybkości narastania i opadania zboczy przebiegu trójkątnego są równe, jeżeli napięcia nasycenia *W1* są symetryczne. Napięcie wyjściowe można zrównoważyć w stosunku do masy, jeśli na wejściu odwracającym detektora poziomu przeprowadzi się zerowanie napięcia niezrównoważenia. Integrator powinien być skompensowany częstotliwościowo, jak przy pracy ze wzmocnieniem równym jeden. Aby uzyskać dobrą symetrię przebiegu wyjściowego, prąd wpływający do integratora powinien być dużo większy od prądu polaryzującego, a napięcie niezrównoważenia powinno być małe w stosunku do wartości maksymalnej przebiegu wyjściowego.

Innym przykładem generatora przebiegu trójkątnego jest układ przedstawiony na rys. 4.124a [4.3]. Zasadniczymi elementami układu są dwa wzmacniacze operacyjne oraz dwa mostki diodowe, każdy zbudowany z czterech diod tego samego typu. Układ przedstawiony na rys. 4.124a nie ma tak dobrych parametrów, jak na przykład układ zbudowany na pięciu wzmacniaczach operacyjnych [4.3], ale jest bardzo przydatny w wielu zastosowaniach i co ważne — niezbyt kosztowny.

Potencjometr P_1 służy do regulacji amplitudy przebiegu trójkątnego, lecz niestety nie bez wpływu na jego częstotliwość. Praca mostków diodowych w układzie generatora jest podobna do pracy bramek prądowych. Gdy napięcie U_1 jest dodatnie, to diody *D2* i *D4* są zablokowane i prąd płynie przez obydwie diody *D3* do punktów sumujących wzmacniaczy operacyjnych. Przebiegi czasowe napięć U_1 i U_{wy} — przyjmując, że wszystkie spadki napięć na diodach są równe i wynoszą 0,6 V — są pokazane na rys. 4.124b.

Typowe wartości elementów układu generatora są następujące: $R_2 = 10\ \text{k}\Omega$, $R_1 = 5\ \text{k}\Omega$, $R_3 = 100\ \text{k}\Omega$, $C_1 = 0{,}1\ \mu\text{F}$. Wartości te zapewniają przebieg trójkątny, zmieniający się symetrycznie od napięcia +7,2 V do −7,2 V, przy częstotliwości powtarzania równej 500 Hz.

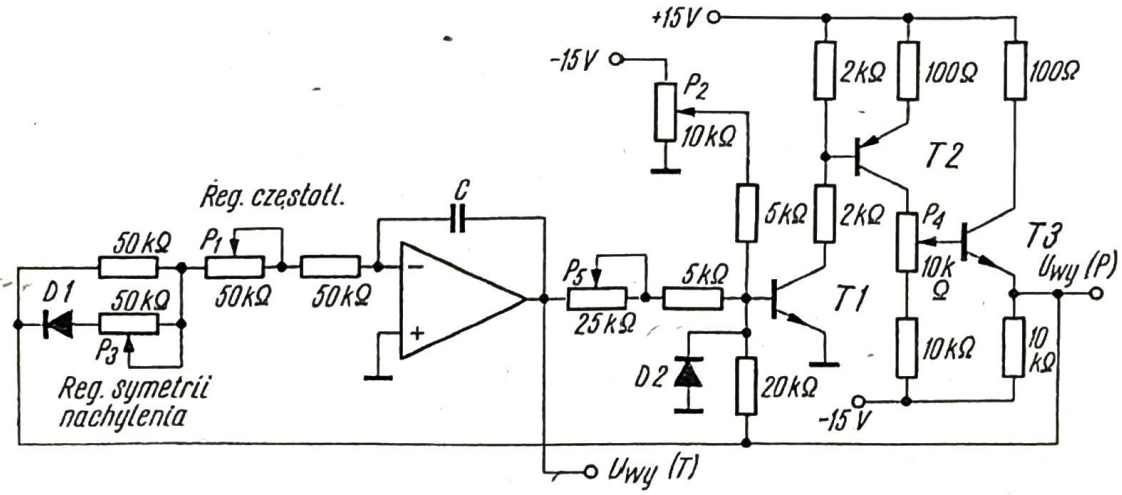


4.124. Generator przebiegu trójkątnego

a — schemat ideowy,
b — przebiegi czasowe napięć

4.5.1.3
GENERATORY PRZEBIEGU PROSTOKĄTNEGO I TRÓJKĄTNEGO

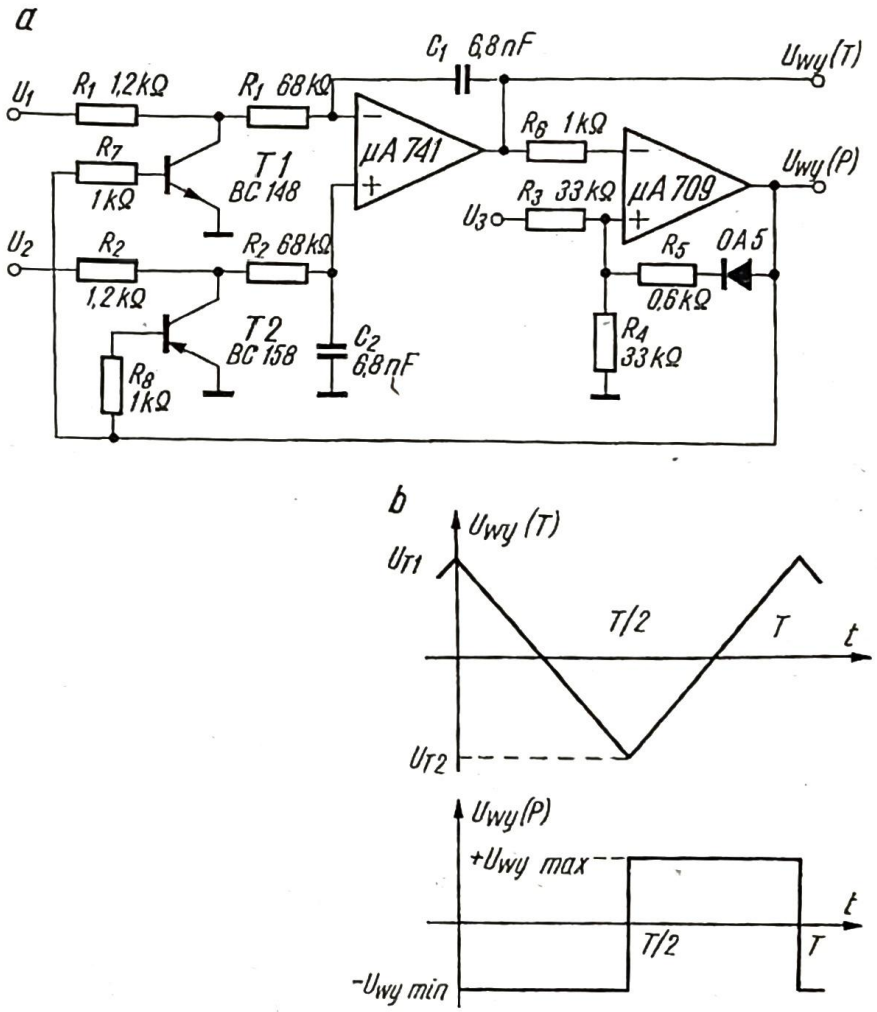
Omówione poprzednio generatory dostarczały tylko przebieg prostokątny lub tylko trójkątny. Na ogół jednak stosuje się generatory, które oba tego typu przebiegi dostarczają jednocześnie.



4.125. Generator przebiegów prostokątnego i trójkątnego

Generator przebiegu prostokątnego i trójkątnego, zbudowany na jednym wzmacniaczu operacyjnym, przedstawiono na rys. 4.125 [4.3]. Oprócz wzmacniacza operacyjnego w układzie pracują trzy tranzystory i dwie diody. Układ ten

charakteryzuje się nieco lepszą stabilnością temperaturową niż klasyczny dwutranzystorowy multiwibrator astabilny i może być przydatny w niektórych laboratoryjnych zastosowaniach. Rola tranzystorów zastosowanych w układzie jest następująca. Tranzystor *T1* pracuje jako komparator i zarazem inwerter, tranzystor *T2* odwraca sygnał i zapewnia symetrię napięcia wyjściowego. Tranzystor *T3* jest wyjściowym wtórnikiem emiterowym. Otrzymywany na wyjściu przebieg prostokątny $U_{wy}(P)$ jest podawany zwrotnie na wejście komparatora (baza *T1*), wprowadzając dodatnie sprzężenie zwrotne i histerezę. Praca układu jest wtedy podobna do pracy układu Schmitta. Wzmacniacz operacyjny pracuje jako integrator i daje na wyjściu przebieg trójkątny $U_{wy}(T)$. Potencjometr P_1 służy do regulacji częstotliwości powtarzania, P_2 zaś jest przeznaczony do ustawiania punktu przejścia przez zero w komparatorze (regulacja symetrii amplitudowej przebiegu trójkątnego). Potencjometr P_3 służy do regulacji symetrii czasowej przebiegu trójkątnego. Amplituda wyjściowa przebiegu prostokątnego jest dobierana potencjometrem P_4. Ostatni potencjometr w układzie $-P_5$ umożliwia dodatkową regulację amplitudy i częstotliwości przebiegu trójkątnego.



4.126. Generator przebiegów prostokątnego i trójkątnego
a — schemat ideowy,
b — przebiegi czasowe napięć

Układ generatora przebiegu prostokątnego i trójkątnego przedstawiony na rys. 4.126a jest o tyle interesujący, że pozwala za pomocą dwóch podawanych zewnętrznie napięć U_1 i U_2 zmieniać nachylenia obu zboczy przebiegu trójkąt-

nego [4.61]. Trzeci sygnał U_3, również podawany z zewnątrz, pozwala modulować w niewielkim zakresie amplitudę przebiegu trójkątnego.

Zasadniczymi elementami układu są dwa wzmacniacze operacyjne z wejściami różnicowymi. Pierwszy z nich pracuje jako różnicowy integrator, a drugi — jako komparator z histerezą. Wzmacniacz μA 741 pracuje jako różnicowy integrator i daje na wyjściu napięcie, które można określić następująco:

$$U_{wy}(t) = \frac{1}{RC}\int_0^t (U_1 - U_2)\mathrm{d}t = \frac{U_1 t}{RC} - \frac{U_2 t}{RC} \tag{4.115}$$

gdzie:

$RC = R_1 C_1 = R_2 C_2$, a napięcia U_1 i U_2 mają wartości stałe.

Przebieg trójkątny jest generowany za pomocą dwóch przełączników, które nie wpływają na pracę integratora różnicowego i na zmianę zwierają do masy jedno lub drugie wejście integratora. Układ zmienia stan, gdy przebieg trójkątny osiąga poziomy odniesienia U_{T1} i U_{T2}, które są także poziomami ograniczającymi amplitudę tego przebiegu. Jeśli przyjmiemy, że początek układu współrzędnych (rys. 4.126b) jest jednocześnie początkiem części opadającej przebiegu trójkątnego, to równanie opisujące przebieg trójkątny ma postać:

$$\begin{aligned} U(t) &= U_{T1} - \frac{U_1 t}{RC} \quad \text{dla} \quad 0 < t < \frac{T}{2} \\ U(t) &= U_{T2} + \frac{U_2 t}{RC} \quad \text{dla} \quad \frac{T}{2} < t < T \end{aligned} \tag{4.116}$$

Tranzystory *T1* i *T2* pracują jako przełączniki analogowe. Oba tranzystory są sterowane przebiegiem prostokątnym podawanym z wyjścia komparatora, zbudowanego na wzmacniaczu operacyjnym μA 709. Na wyjściu komparatora otrzymuje się dodatni poziom napięcia, gdy nachylenie przebiegu na wyjściu integratora jest dodatnie.

W tym przypadku otrzymuje się poziom odniesienia U_{T1}, który jest równy:

$$U_{T1} = \frac{R_4 || R_5 \cdot U_3}{R_3 + R_4 || R_5} + \frac{R_3 || R_4 U_{wy\,max}}{R_5 + R_3 || R_4} \approx U_{wy\,max}$$

jeśli

$$R_5 \ll R_3, R_4 \tag{4.117}$$

gdzie:

$U_{wy\,max}$ jest dodatnim poziomem napięcia wyjściowego komparatora (dodatnie napięcie nasycenia wzmacniacza operacyjnego μA 709).

W czasie trwania dodatniego impulsu na wyjściu komparatora tranzystor *T2* jest zablokowany, a tranzystor *T1* — nasycony, tak że w tym czasie integrator różnicowy generuje dodatnie zbocze przebiegu trójkątnego.

Gdy przebieg trójkątny osiągnie wartość U_{T1}, to napięcie na wyjściu komparatora zmienia się na $-U_{wy\,max}$ i poziom odniesienia staje się równy U_{T2}. Napięcie $-U_{wy\,max}$ jest ujemnym napięciem nasycenia wzmacniacza μA 709 i jest równe co do wartości bezwzględnej napięciu $U_{wy\,max}$. Teraz tranzystor *T1* zostaje zablokowany, a *T2* przewodzi, w wyniku czego rozpoczyna się genero-

wanie ujemnego zbocza przebiegu trójkątnego. Poziom odniesienia U_{T2} jest równy:

$$U_{T2} = \frac{U_3 R_4}{R_3 + R_4} \tag{4.118}$$

Jak widać, poziom U_{T2} przebiegu trójkątnego może być modulowany za pomocą napięcia U_3. Gdy napięcie na wyjściu integratora osiągnie poziom U_{T2}, to komparator zmienia stan i zaczyna się nowy cykl pracy generatora.

Należy zaznaczyć, że dla poprawnej pracy układu napięcia U_1 i U_2 muszą być zawsze dodatnie, natomiast nie ma żadnych ograniczeń co do polaryzacji napięcia U_3.

Przedziały czasowe odpowiadające obydwu stanom układu są równe:

$$t_1 = RC\frac{U_{T1} - U_{T2}}{U_1}; \quad t_2 = RC\frac{U_{T1} - U_{T2}}{U_2} \tag{4.119}$$

Jeżeli $U_1 = U_2 = U$, to otrzymujemy wyrażenie określające częstotliwość pracy układu:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{U}{2RC\,(U_{T1} - U_{T2})} = kU; \quad k = \frac{1}{2RC(U_{T1} - U_{T2})} \tag{4.120}$$

Jak więc widać, przebieg trójkątny może być liniowo modulowany przez sygnał wejściowy U.

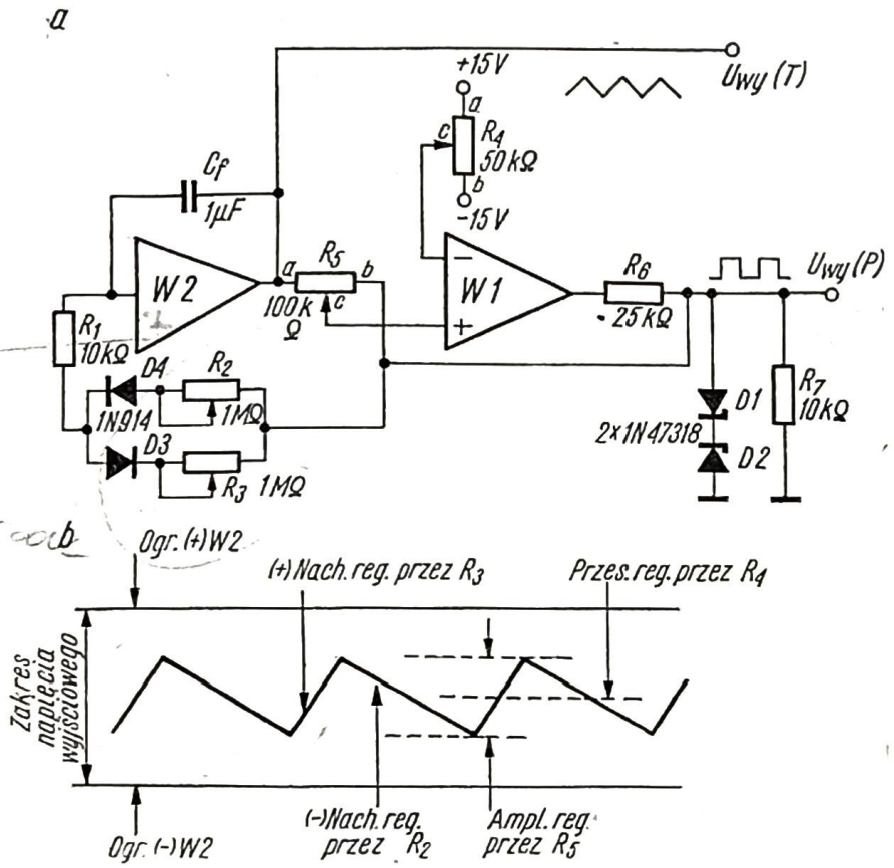
Liniowość zboczy przebiegu trójkątnego zależy przede wszystkim od integratora i wynosi w tym przypadku około 2%. Amplituda przebiegu trójkątnego jest równa 8 V, a jego częstotliwość może zmieniać się od 1 kHz do 10 Hz, przy napięciach zasilających równych ± 9 V, napięciu $U_3 = 0$, oraz $U_1 = U_2 = U$ zmieniających się od zera do 5 V. Amplituda przebiegu prostokątnego wynosi 15 V, a jego współczynnik wypełnienia może zmieniać się od 1% do 99% w najmniej korzystnych warunkach pracy układu.

Jeszcze jeden przykład rozwiązania generatora przebiegu prostokątnego i trójkątnego podano na rys. 4.127a [4.62]. Również w tym układzie nachylenia przebiegu trójkątnego mogą być niezależnie regulowane. Wzmacniacz operacyjny *W2* pracuje jako integrator i jest sterowany przebiegiem prostokątnym z wyjścia wzmacniacza *W1*. Amplituda przebiegu prostokątnego jest określona przez diody Zenera *D1* i *D2* i ma stałą wartość ± 5 V. Obydwa wzmacniacze operacyjne zastosowane w układzie są typu 118 firmy Analog Devices. Potencjometr R_3 służy do regulacji dodatniego nachylenia, a R_2 — ujemnego. Amplitudę przebiegu trójkątnego ustala się za pomocą potencjometru R_5. Jeśli obydwa nachylenia przebiegu trójkątnego mają być jednakowe i nie przewiduje się ich zróżnicowania, to można pominąć elementy R_2, *D3* i *D4*. Zadaniem diody *D3* jest wyłączenie rezystora R_3 w czasie trwania ujemnego nachylenia, a diody *D4* — wyłączenie R_2 przy dodatnim nachyleniu. Oczywiście zmiana rezystorów R_2 i R_3 przy zmianie nachyleń wpływa na zmianę częstotliwości przebiegów wyjściowych, ale nie wpływa na ich amplitudy.

Wzmacniacz *W1* pracuje jako komparator. Napięcie odniesienia ustala się za pomocą potencjometru R_4, przez co wpływa się na ustawienie przebiegu

trójkątnego w stosunku do masy, lecz nie ulega przy tym zmianie nachylenie i amplituda przebiegu. Amplituda może być odpowiednio dobrana za pomocą potencjometru R_5, który spełnia funkcję dzielnika umieszczonego między wejściem komparatora i zmieniającym się poziomem wyjściowym integratora.

Maksymalne dodatnie lub ujemne nachylenie wynosi ± 500 V/s, minimalne zaś ± 5 V/s — z nachyleniami regulowanymi niezależnie. Przesunięcie przebiegów wyjściowych w stosunku do masy jest zmienne w zakresie ± 10 V, lecz rów-



4.127. Generator przebiegów prostokątnego i trójkątnego
a — schemat ideowy,
b — przebieg trójkątny z zaznaczonymi możliwymi regulacjami

nież napięcia wyjściowe są ograniczone do ± 10 V i może się pojawić obcinanie przebiegu, gdy zarówno napięcie wyjściowe, jak i przesunięcie jest za duże.

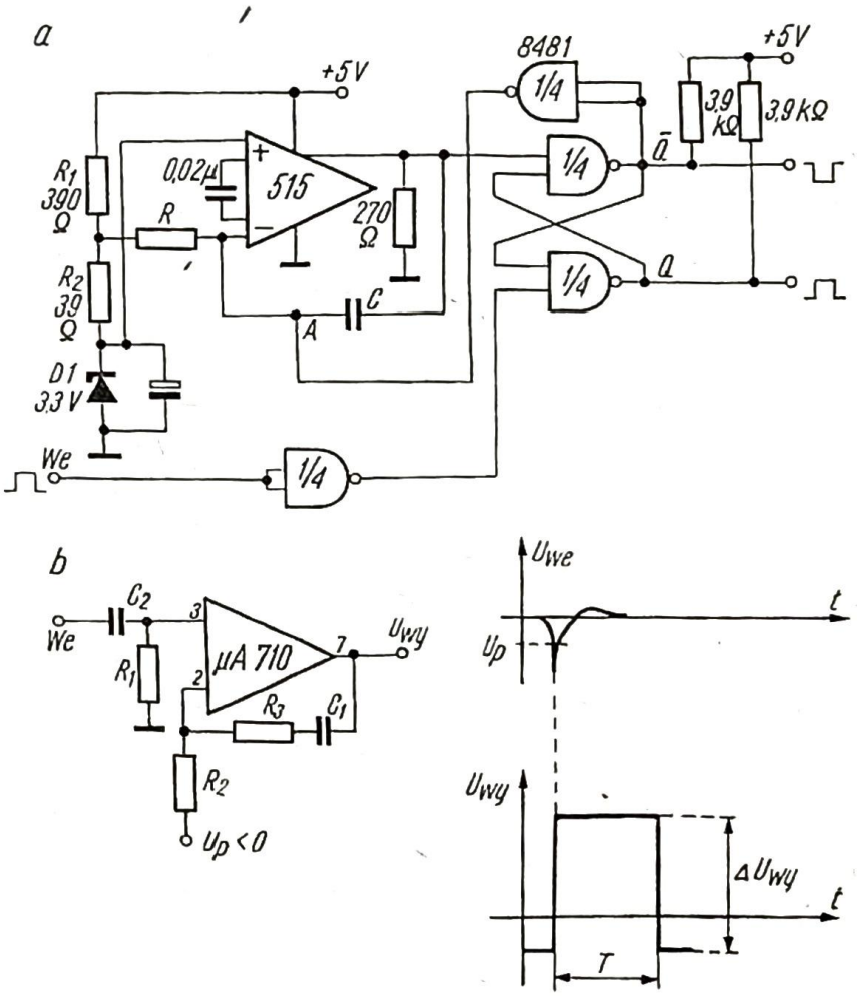
Podstawowe zależności występujące w układzie:

$$\left.\begin{aligned}
&\text{— amplituda przebiegu trójkątnego } U_{wy(T)} = U_{wy(P)}\left(\frac{R_{5\,ac}}{R_{5\,cb}}\right)\\
&\text{— amplituda przebiegu prostokątnego } U_{wy(P)} = \pm 5\text{ V}\\
&\text{— nachylenie dodatnie (V/s)} = U_{wy(P)}\cdot\left(\frac{1}{C_f(R_1+R_2)}\right)\\
&\text{— nachylenie ujemne (V/s)} = U_{wy(P)}\cdot\left(\frac{1}{C_f(R_1+R_3)}\right)\\
&\text{— przesunięcie napięcia wyjściowego} = (-30\text{ V})\cdot\left(\frac{R_{4\,ac}}{R_{4\,ab}}\right)
\end{aligned}\right\} \qquad (4.121)$$

4.5.1.4
GENERATORY IMPULSÓW POJEDYNCZYCH (UNIWIBRATORY)

Wzmacniacze operacyjne i komparatory bywają również wykorzystywane do budowy układów dających pojedyncze impulsy prostokątne. Układy te można nazwać uniwibratorami analogowymi w odróżnieniu od uniwibratorów tranzystorowych lub scalonych cyfrowych. Różnice między nimi polegają przede wszystkim na innym w każdym przypadku konstrukcyjnym elemencie podstawowym. Jakkolwiek celowość stosowania uniwibratora zbudowanego na liniowym układzie scalonym w chwili obecnej może być dyskusyjna, to faktem jest, że uniwibratory tego typu mogą być budowane z liniowych elementów scalonych i spełniają te same funkcje co np. cyfrowy uniwibrator scalony SN 74121.

Układ przedstawiony na rys. 4.128a jest uniwibratorem przeznaczonym do generowania impulsów o dużych czasach trwania, np. od 0,1 s do 1,0 s [4.27]. W układzie zastosowano wzmacniacz różnicowy typu 515 i cyfrowy układ sca-



4.128. Uniwibratory z liniowymi układami scalonymi
a — ze wzmacniaczem operacyjnym
b — z komparatorem

lony 8481, zawierający cztery bramki NAND — obydwa układy firmy Signetics. Wzmacniacz operacyjny 515 pracuje w tym przypadku z jednym napięciem zasilającym +5 V, które służy także do zasilania układu cyfrowego.

Wzmacniacz operacyjny pracuje jako integrator z ustalonymi napięciami wejściowymi przez dzielnik R_1, R_2 i diodę $D1$. Prąd ładujący kondensator C ma

wartość określoną przez napięcie podawane z dzielnika i wartość rezystora R. Na wyjściu wzmacniacza otrzymuje się napięcie liniowo opadające o nachyleniu zależnym od wartości rezystora R i kondensatora C. Jeśli kondensator ma wartość 5 μF, to czas trwania „piły" na wyjściu będzie się zmieniał od 0,1 s do 1s, przy zmianie R od 1 kΩ do 10 kΩ. W stanie stabilnym wyjście $\bar{Q}$ przerzutnika bistabilnego $R-S$, złożonego z dwóch bramek NAND, ma poziom „wysoki", a wyjście Q — „niski". Gdy na wyjściu $\bar{Q}$ jest stan „wysoki", to punkt A znajduje się prawie na poziomie masy. Zwarcie wejścia odwracającego wzmacniacza operacyjnego do masy wymusza na jego wyjściu stan „wysoki". Sytuacja taka utrzymuje się w układzie do chwili podania na wejście impulsu wyzwalającego uniwibrator. W tym momencie przerzutnik zmienia stan, wejście odwracające wzmacniacza zostaje odłączone od masy i integrator zaczyna pracę. Napięcie na wyjściu integratora opada liniowo, aż osiągnie napięcie progu logicznego bramki 8481, przy którym przerzutnik zmienia stan i kasuje uniwibrator. Szerokość impulsu otrzymywanego na wyjściu uniwibratora można w przybliżeniu określić z zależności: $T \approx 20 \cdot RC$. Współczynnik wypełnienia impulsów jest $\leqslant 95\%$. Szerokość impulsu wyzwalającego powinna być około 0,5 μs, polaryzacja — dodatnia.

Uniwibrator można również zbudować na komparatorze, na przykład wykorzystując układ μA 710 [4.1]. Układ ideowy takiego uniwibratora oraz przebiegi napięć wejściowego i wyjściowego przedstawiono na rys. 4.128b. Szczególną zaletą tego typu uniwibratora jest to, że napięcie, przy którym zostaje on wyzwolony, może być określone z dużą dokładnością (± 10 mV) w szerokim zakresie napięć progowych (± 5 V).

Dodatni impuls wyjściowy otrzymuje się przy podaniu na wejście wąskiego impulsu wyzwalającego (ujemnego), który przekracza napięcie progowe U_p. Impuls wyjściowy ma stałą amplitudę, a jego szerokość może być określona następująco:

$$T = (R_2 + R_3) C_1 \ln \frac{\Delta U_{wy} R_2}{U_P (R_2 + R_3)} \tag{4.122}$$

lub może być dobrana eksperymentalnie.

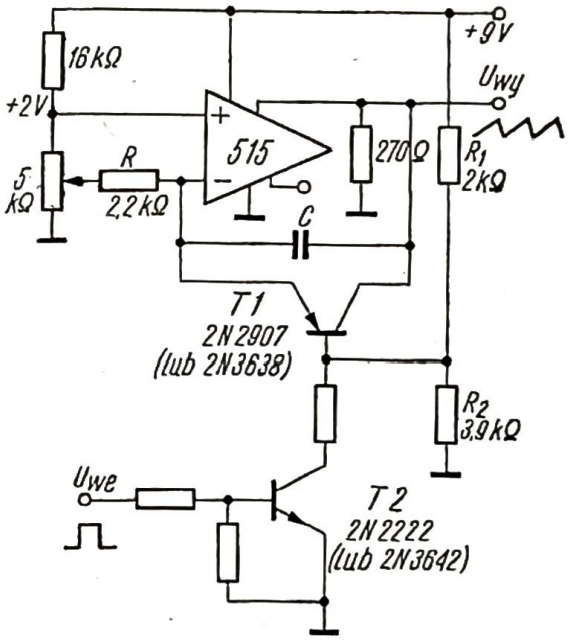
Rezystor R_3 zastosowano, aby zredukować czas powrotu układu do stanu wyjściowego i jego wartość powinna być 20 lub 30 razy większa niż wartość R_2. Impuls na wyjściu może być również ujemny, lecz wymaga to zmiany polaryzacji impulsu wyzwalającego na dodatni i polaryzacji napięcia progowego na $U_P > 0$. Jeśli wymagana jest duża stabilność punktu wyzwalania, to wtedy wartości R_1 i R_2 powinny być tak dalece zmniejszone, jak na to pozwalają pozostałe wymagania. Na ogół wartość R_2 jest bliska wartości R_1. Skok napięcia wyjściowego ΔU_{wy} zależy przede wszystkim od wartości dodatniego napięcia zasilającego i obciążenia wyjścia. W praktyce jego typowa wartość wynosi +3,7 V, przy zastosowaniu napięć zasilających +12 V i −6 V.

4.5.2
GENERATORY PRZEBIEGÓW LINIOWYCH I SCHODKOWYCH

4.5.2.1
GENERATORY PRZEBIEGU LINIOWEGO

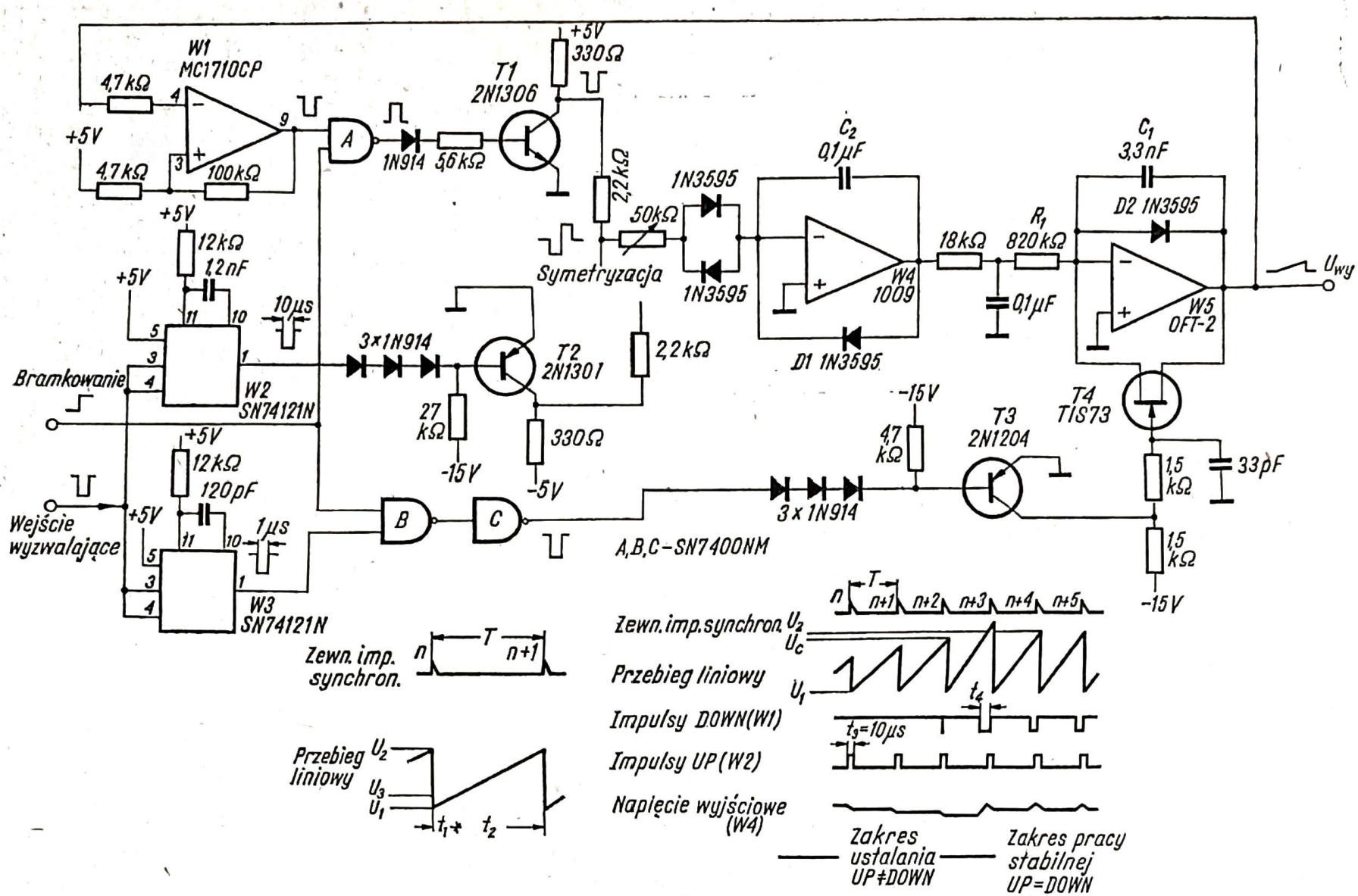
Generatory przebiegu liniowego lub piłowego są często stosowane w układach pomiarowych, np. jako generatory podstawy czasu w oscyloskopach, w układach woltomierzy cyfrowych itd. Przebieg liniowy charakteryzuje się istnieniem dość długiego odcinka liniowo narastającego lub opadającego oraz krótkiego odcinka, w którym przebieg szybko wraca do poziomu podstawowego.

Przykładem prostego, wyzwalanego generatora przebiegu liniowego jest układ przedstawiony na rys. 4.129 [4.27]. Wzmacniacz operacyjny typu 515 firmy Signetics pracuje jako integrator z ustalonymi napięciami wejściowymi, podawa-



4.129. Generator przebiegu liniowego

nymi z dzielnika rezystorowego. Tranzystor *T1* służy do rozładowywania kondensatora *C* (kasowania integratora) i jest sterowany przez tranzystor *T2*. W stanie stabilnym napięcie wyjściowe wynosi około +6 V i jest ustalone przez dzielnik R_1 i R_2. Przy podaniu dodatniego impulsu wyzwalającego tranzystor *T1* przewodzi i rozładowuje kondensator *C*, a napięcie wyjściowe maleje do wartości około +2V (zgodnie z ustalonym napięciem przez dzielnik wejściowy). Po zakończeniu impulsu wyzwalającego, baza *T1* wraca na potencjał +6 V i tranzystor *T1* zostaje odcięty. W tym momencie kondensator *C* zaczyna się ładować przez rezystor $R = 2{,}2\ \text{k}\Omega$. Napięcie na kondensatorze narasta liniowo, aż osiągnie wartość +6 V lub wcześniej zostanie z powrotem sprowadzone na poziom +2 V przez kolejny impuls wyzwalający. Czas trwania „piły" może być dobrany przez zmianę *R* lub *C*. Dobra liniowość przebiegu zależy również od jakości użytego kondensatora. Wartość kondensatora *C* można określić jako równą w przybliżeniu:



4.130. Generator przebiegu liniowego — schemat ideowy i przebiegi czasowe

$$C = \frac{10^{-4}}{\text{częstotliwość pracy [Hz]}} \text{ [F]}$$

Amplituda przebiegu wyjściowego wynosi około 4 V (napięcie międzyszczytowe).

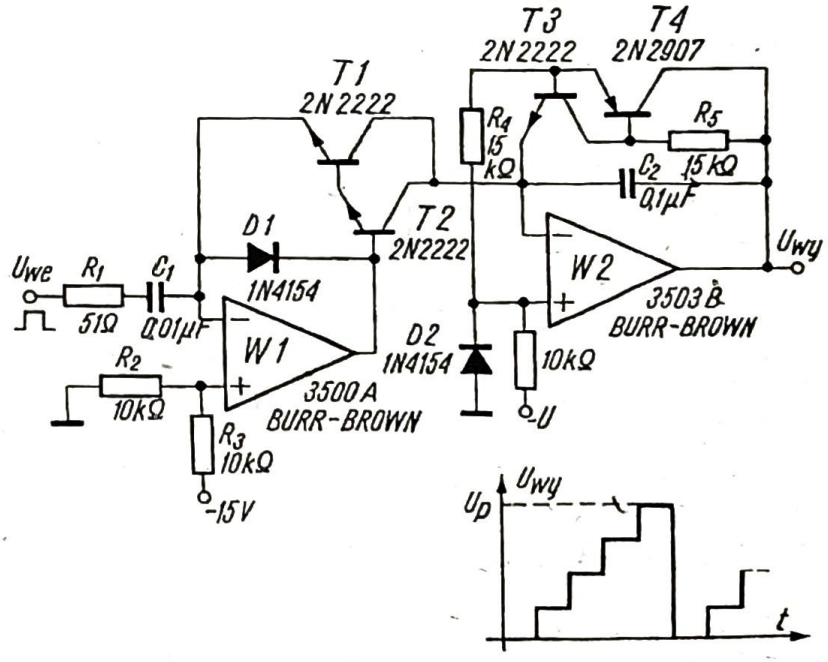
Oryginalnym rozwiązaniem generatora przebiegu liniowego jest układ przedstawiony na rys. 4.130 [4.63]. Generuje on przebieg liniowo narastający, który jest zsynchronizowany z zewnętrznym sygnałem wyzwalającym i którego nachylenie zmienia się w funkcji częstotliwości przychodzenia impulsów wyzwalających. Amplituda przebiegu liniowego pozostaje stała i jest niezależna od sygnału synchronizującego.

Generator przedstawiony na rys. 4.130 składa się z komparatora MC 1710 CP (*W1*), wzmacniacza operacyjnego 1009 pracującego jako pamięć analogowa (*W4*), wzmacniacza operacyjnego QFT-2 pracującego jako integrator (*W5*), dwóch uniwibratorów scalonych SN 74121N (*W2* i *W3*), bramki cyfrowej NAND SN 74 00NM, trzech tranzystorów bipolarnych i jednego tranzystora FET.

Jeśli na komparator (*W1*) zostanie podany przebieg liniowy z wyjścia integratora (*W5*), to impuls t_c — określający okresy t_1 i t_2, jest wytwarzany na poziomie U_3:

$$\left.\begin{aligned} t_1 &= \frac{U_3}{U_2}T; \quad t_2 = \left(1-\frac{U_3}{U_2}\right)T \\ \frac{t_1}{t_2} &= \frac{U_3}{U_2-U_3} = \text{const} \end{aligned}\right\} \qquad (4.123)$$

Jak widać, stosunek t_1/t_2 jest niezależny od okresu T. Nachylenie „piły" $R(t)$ jest zależne od dwóch impulsów: UP (*W2*) i DOWN (*W1*), działających na układ pamięci analogowej (*W4*), który z kolei określa napięcie wejściowe integra-



4.131. Generator przebiegu schodkowego

tora (*W5*). W ten sposób „piła" może osiągnąć napięcie U_2 w czasie okresu T. Impulsy UP mają stałą szerokość, podczas gdy impulsy DOWN — pojawiające się tylko gdy „piła" osiągnie poziom napięcia U_c (U_3), mają szerokość zmienną,

zależną od sygnału błędu $U_2 - U_c$. Praca układu ustabilizuje się, gdy szerokości impulsów UP i DOWN będą równe.

Maksymalna amplituda napięcia U_2 jest utrzymywana na stałym poziomie z dokładnością lepszą od 1% (typowo $3 \cdot 10^{-4}$), jeżeli $\Delta S(t) \leqslant 100\ \mathrm{Hz}^{-1}$ wewnątrz zakresu od 300 Hz do 800 Hz, określonego dla podanych na rys. 4.130 wartości elementów. Rozważany zakres zmian częstotliwości może być uzyskany przez dobór wartości elementów R_1 i C_1. Kondensator C_2 wpływa na szybkość samostabilizacji układu i stąd dokładność napięcia U_2 jest funkcją $S(t)$.

Szybkość powrotu napięcia z wartości U_2 do U_1 wynosi 80 ns/V, a czas kasowania (szerokość impulsu kasującego) — około 1 μs.

4.5.2.2
GENERATORY PRZEBIEGÓW SCHODKOWYCH

Generatory przebiegów schodkowych są stosowane w technice pomiarowej np. do testowania poziomów napięciowych itd. Generatory tego typu o dużej dokładności są budowane z wykorzystaniem przetworników cyfrowo-analogowych sterowanych generatorem zegarowym. Mniej kosztowne, proste i wystarczające w wielu przypadkach są jednak generatory przebiegów schodkowych, budowane z wykorzystaniem wzmacniaczy operacyjnych.

Prosty generator przebiegu schodkowego, zbudowany z wykorzystaniem dwóch wzmacniaczy operacyjnych, pokazano na rys. 4.131 [4.64]. Na wyjściu generatora otrzymuje się przebieg schodkowy, który powstaje w wyniku różniczkowania i późniejszego całkowania (tylko ujemnych „szpilek") impulsów prostokątnych podawanych na wejście generatora.

Wzmacniacz *W1* różniczkuje i prostuje wejściowy przebieg prostokątny, który z generatora zewnętrznego jest podawany przez rezystor R_1 do kondensatora różniczkującego C_1. Za kondensatorem otrzymuje się dodatnie i ujemne „szpilki" napięcia. Dla dodatnich „szpilek" tranzystory *T1* i *T2* są zablokowane, a dioda *D1* przewodzi. Dla ujemnych „szpilek" tranzystory *T1* i *T2* przewodzą. Z tego powodu tylko ujemne „szpilki" są przenoszone przez oba tranzystory do drugiego wzmacniacza *W2*. Tranzystory są zasilane dzięki podłączeniu wejścia nieodwracającego wzmacniacza *W1* do napięcia ujemnego, dostarczanego z dzielnika R_2 i R_3.

Wyjściowe napięcie schodkowe jest wytwarzane przez wzmacniacz *W2*, który całkuje za pomocą kondensatora C_2 prąd podawany przez tranzystory *T1* i *T2*. Zmiana napięcia wyjściowego ΔU_{wy} jest równa:

$$\Delta U_{wy} = \frac{1}{C_2} \int I(t)\,\mathrm{d}t \tag{4.124}$$

gdzie

$$I(t) = C_1\,\mathrm{d}U_{we}/\mathrm{d}t.$$

W przypadku gdy każdorazowa zmiana napięcia wejściowego o wartość ΔU_{we} jest mniejsza od zera, zmiana napięcia wyjściowego wynosi:

$$\Delta U_{wy} = -C_1 \Delta U_{we}/C_2 \tag{4.125}$$

Każda ujemna „szpilka" powstała w wyniku różniczkowania przebiegu prostokątnego wytwarza schodek napięcia wyjściowego, w wyniku czego na wyjściu otrzymuje się przebieg schodkowy. Przebieg wyjściowy (ciągłość schodków napięciowych) trwa tak długo, aż napięcie wyjściowe osiągnie poziom wyzwalania układu kasującego, utworzonego z tranzystorów *T3* i *T4*. Ograniczenie napięcia wyjściowego i kasowanie układu następuje w chwili, gdy złącze emiter-baza tranzystora *T4* zostanie spolaryzowane napięciem przebicia lawinowego. Napięcie wyjściowe, przy którym występuje ograniczenie, jest równe:

$$U_p = U_{CB} - BU_{EB} + U_{BE} - U_{D2} \tag{4.126}$$

gdzie U_{CB} jest napięciem baza-kolektor tranzystora *T4*. Napięcie BU_{EB} jest napięciem przebicia (breakdown voltage) złącza emiter-baza tranzystora *T4*. Napięcie U_{BE} jest napięciem baza-emiter tranzystora *T3*, U_{D2} jest napięciem na diodzie *D2*. Ponieważ złącze kolektor-baza tranzystora *T4* jest spolaryzowane w kierunku przewodzenia, to spadek napięcia na nim jest w przybliżeniu równy spadkowi napięcia na diodzie, a zatem:

$$U_{CB} - U_{D2} \approx 0$$

Z tego względu napięcie U_p jest równe:

$$U_p = U_{BE} - BU_{EB}$$

Napięcie U_p jest stabilne w funkcji temperatury, ponieważ termiczne zmiany napięć U_{BE} i BU_{EB} prawie znoszą się. Współczynnik temperaturowy napięcia U_p wynosi około 0,01%/°C.

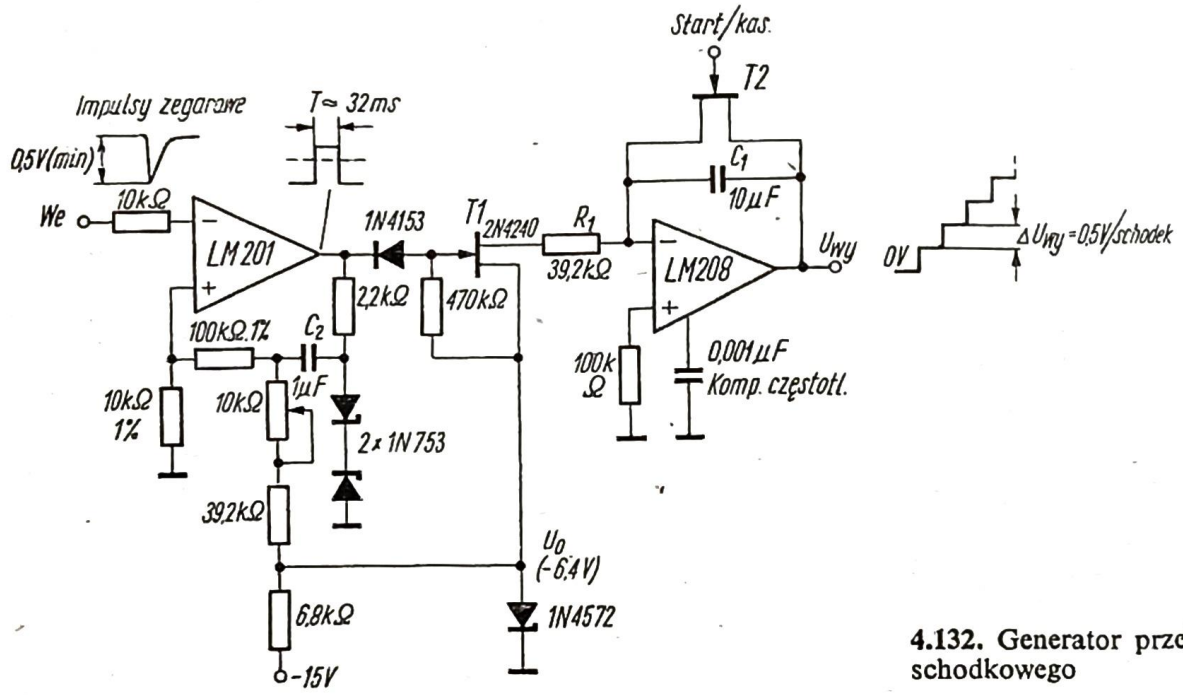
Gdy tranzystor *T4* znajduje się w stanie przebicia lawinowego, jego prąd bazy płynie przez tranzystor *T3* i zostaje zamknięta pętla dodatniego sprzężenia zwrotnego, utworzona przez tranzystory *T3* i *T4*. Kondensator C_2 jest wtedy rozładowywany, aż napięcie na nim osiągnie wartość U_{BE}, przy którym tranzystory przestają przewodzić. Jednocześnie napięcie wyjściowe wraca na poziom 0V, znika efekt ograniczania napięcia wyjściowego i zaczyna się nowy przebieg napięcia schodkowego.

Parametry generatora przebiegu schodkowego przedstawionego na rys. 4.131 — szczególnie błąd wzmocnienia i nieliniowość przebiegu wyjściowego zależą od częstotliwości pracy i właściwości zastosowanych elementów. Zakres częstotliwości pracy jest ograniczony od góry szybkością narastania napięcia wyjściowego wzmacniaczy i przerzutami. Rezystory R_4 i R_5 dodano w celu zredukowania nieliniowości przebiegu wyjściowego, wprowadzonej przez prądy upływowe układu kasującego. Dla wartości i typów elementów podanych na rysunku błąd wzmocnienia ma typową wartość około 0,05%, a nieliniowość wynosi około 0,1%.

Inny przykład generatora przebiegu schodkowego przedstawiono na rys. 4.132 [4.65]. Układ zapewnia dobrą liniowość przebiegu wyjściowego, niewielki dryf temperaturowy napięcia wyjściowego, porównywalny z kosztownymi generatorami wyposażonymi w precyzyjne przetworniki cyfrowo-analogowe. Dodatkową

zaletą generatora przebiegu schodkowego zbudowanego na liniowych układach scalonych (rys. 4.132) jest jego prostota oraz łatwość regulacji zarówno liczby schodków, jak i amplitudy każdego schodka.

Generator składa się z dwóch zasadniczych części: uniwibratora i układu pamięciowego. Uniwibrator, który steruje układem pamięciowym, jest wyzwalany impulsami zegarowymi z zewnętrznego generatora lub układu zegarowego.



4.132. Generator przebiegu schodkowego

Od częstotliwości wyzwalania uniwibratora zależy liczba schodków w przebiegu wyjściowym. W czasie okresu T, odpowiadającego szerokości impulsu z uniwibratora, kondensator całkujący C_1 jest ładowany, w rezultacie czego otrzymuje się schodek napięcia wyjściowego o amplitudzie:

$$\Delta U_{wy} = U_o \cdot T/R_1 C_1 \qquad (4.127)$$

gdzie

$U_o = -6{,}4$ V (napięcie Zenera diody 1 N 4572).

W czasie między impulsami z uniwibratora tranzystor $T1$ jest odcięty, a integrator staje się układem pamięciowym i utrzymuje stałe napięcie wyjściowe.

Kondensatory C_1 i C_2 są tymi elementami, które najbardziej wpływają na stabilność amplitudy schodka. Jeżeli w układzie zastosuje się te same typy kondensatorów C_1 i C_2 (np. poliwęglowe lub poliestrowe), to ich współczynniki temperaturowe będą się znosić. Czas narastania przebiegu schodkowego jest proporcjonalny do wartości kondensatora C_2, podczas gdy nachylenie przy całkowaniu jest proporcjonalne do wartości kondensatora C_1.

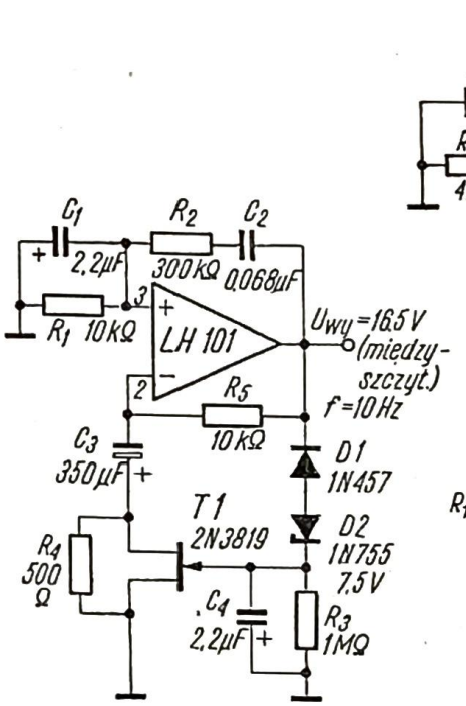
Tak więc amplituda schodków pozostaje stała, dzięki podobnym procentowym zmianom napięcia na obu kondensatorach. Okres trwania impulsu uniwibratora jest wprost proporcjonalny do stosunku C_2/C_1. Ze względu na pojawiające się w czasie pamiętania opadanie napięcia wyjściowego, wartość pojemności C_1 musi być duża, aby wpływ tego efektu w czasie trwania cyklu przebiegu schodkowego był pomijalny.

Dla typu i wartości elementów pokazanych na rysunku opadanie napięcia wyjściowego wynosi tylko 1 mV w czasie 10 s cyklu, natomiast stabilność amplitudy w zakresie temperaturowym od 0°C do 50°C wynosi ±0,2%.

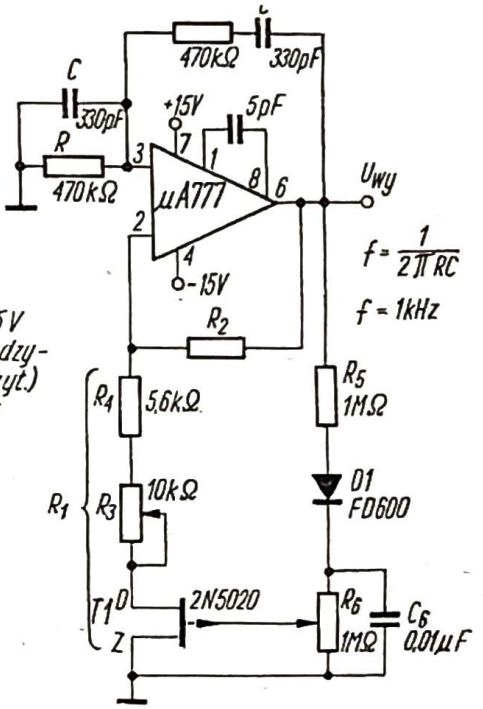
4.5.3
GENERATORY PRZEBIEGÓW SINUSOIDALNYCH

4.5.3.1
GENERATORY Z MOSTKIEM WIENA

Generator przebiegu sinusoidalnego z mostkiem Wiena zbudowany z wykorzystaniem wzmacniacza operacyjnego LH 101 firmy National Semiconductor przedstawiono na rysunku 4.133 [4.27]. Generator dostarcza niezniekształcony



4.133. Generator przebiegu sinusoidalnego z mostkiem Wiena i wzmacniaczem operacyjnym LH 101



4.134. Generator przebiegu sinusoidalnego z mostkiem Wiena i wzmacniaczem operacyjnym µA 777

przebieg sinusoidalnie zmienny o stabilizowanej amplitudzie 16,5 V (międzyszczytowej) i częstotliwości 10 Hz. W układzie zastosowano znany z elektrycznej techniki pomiarowej mostek Wiena, jako element dodatniego sprzężenia zwrotnego. Oscylacje w układzie pojawiają się dla częstotliwości, przy której przesunięcie fazowe jest równe zeru. Dodatkowe ujemne sprzężenie zwrotne zastosowane w układzie redukuje wzmocnienie pętli do 1 przy częstotliwości oscylacji układu oraz stabilizuje częstotliwość oscylacji i redukuje zniekształcenia przebiegu na skutek występowania harmonicznych. Przedstawiony tutaj układ różni się od klasycznych rozwiązań tylko inną postacią układu stabilizacji amplitudy z ujemnym sprzężeniem zwrotnym.

Działanie układu jest następujące. Ujemne połówki sinusoidy przekraczające napięcie −8,25 V powodują przewodzenie diod *D1* i *D2* i ładują kondensator C_4. Ładunek zgromadzony w kondensatorze C_4 zasila tranzystor polowy *T1*, który określa wzmocnienie wzmacniacza. Kondensator C_3 jest elementem sprzężenia zwrotnego dla małych częstotliwości i zabezpiecza przed możliwością wzmocnienia napięcia i prądu niezrównoważenia.

Zniekształcenie przebiegu sinusoidalnego jest określone przez wzmocnienie wzmacniacza z otwartą pętlą i odpowiedź czasową filtru (R_5, C_4) w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego. Rezystor R_4 przewidziany jest do ustawiania warunków pracy w pętli sprzężenia zwrotnego tak, aby tranzystor FET pracował przy małej ujemnej polaryzacji bramki.

Podobny generator przebiegu sinusoidalnego z mostkiem Wiena, tym razem jednak zbudowany z wykorzystaniem wzmacniacza operacyjnego μA 777 firmy Fairchild, przedstawiono na rys. 4.134 [4.58]. Zastosowany tutaj wzmacniacz μA 777 jest układem zabezpieczonym przed blokowaniem się i przed zwarciem na wyjściu. Jest on ulepszoną wersją wzmacniacza μA 741, mając mniejsze prądy polaryzujące i mniejsze napięcie niezrównoważenia. Wzmacniacz operacyjny μA 777 jest łatwy do kompensacji częstotliwościowej, gdyż wymaga tylko umieszczenia między końcówkami *1* i *8* kondensatora o wartości $3 \div 30$ pF.

W generatorze przedstawionym na rys. 4.134 do realizacji automatycznej regulacji wzmocnienia zastosowano złączowy tranzystor FET pracujący w zakresie liniowym. Uwzględniając tłumienie układu *RC*, wynoszące 1/3 przy zerowym przesunięciu fazowym, wzmocnienie wzmacniacza, określone przez rezystor $R_2 = 47$ kΩ i zastępczy rezystor R_1, musi być równe 3. Chodzi o to, żeby spełnić wymaganie, aby całkowite wzmocnienie układu z dodatnim sprzężeniem zwrotnym było równe 1, będące warunkiem stabilnych oscylacji w układzie. Sumę wartości rezystorów R_3 i R_4 dobiera się w przybliżeniu o 1 kΩ mniejszą niż wymagana rezystancja R_1. Układ złożony z elementów R_5, *D1* i C_6 izoluje, prostuje i filtruje wyjściowy przebieg sinusoidalny. Otrzymane w wyniku prostowania napięcie stałe służy do polaryzacji bramki tranzystora *T1*. Przy małych napięciach dren-źródło tranzystor *T1* zapewnia symetryczną i liniową zmianę rezystancji napięcia bramka-źródło.

Regulacja generatora polega na odpowiednim dobraniu wartości potencjometrów R_6 i R_3. W celu uzyskania minimalnych zniekształceń przebiegu wyjściowego, należy przeprowadzić następującą regulację: ustawić rezystor R_3 w środkowym położeniu. Regulując R_6 obserwować na oscyloskopie przebieg wyjściowy. Ustawić R_6 na granicy, przy której zaczyna się obcinanie sinusoidy. Na koniec dobrać tak wartość R_3, aby zredukować amplitudę wyjściową do przewidywanego poziomu.

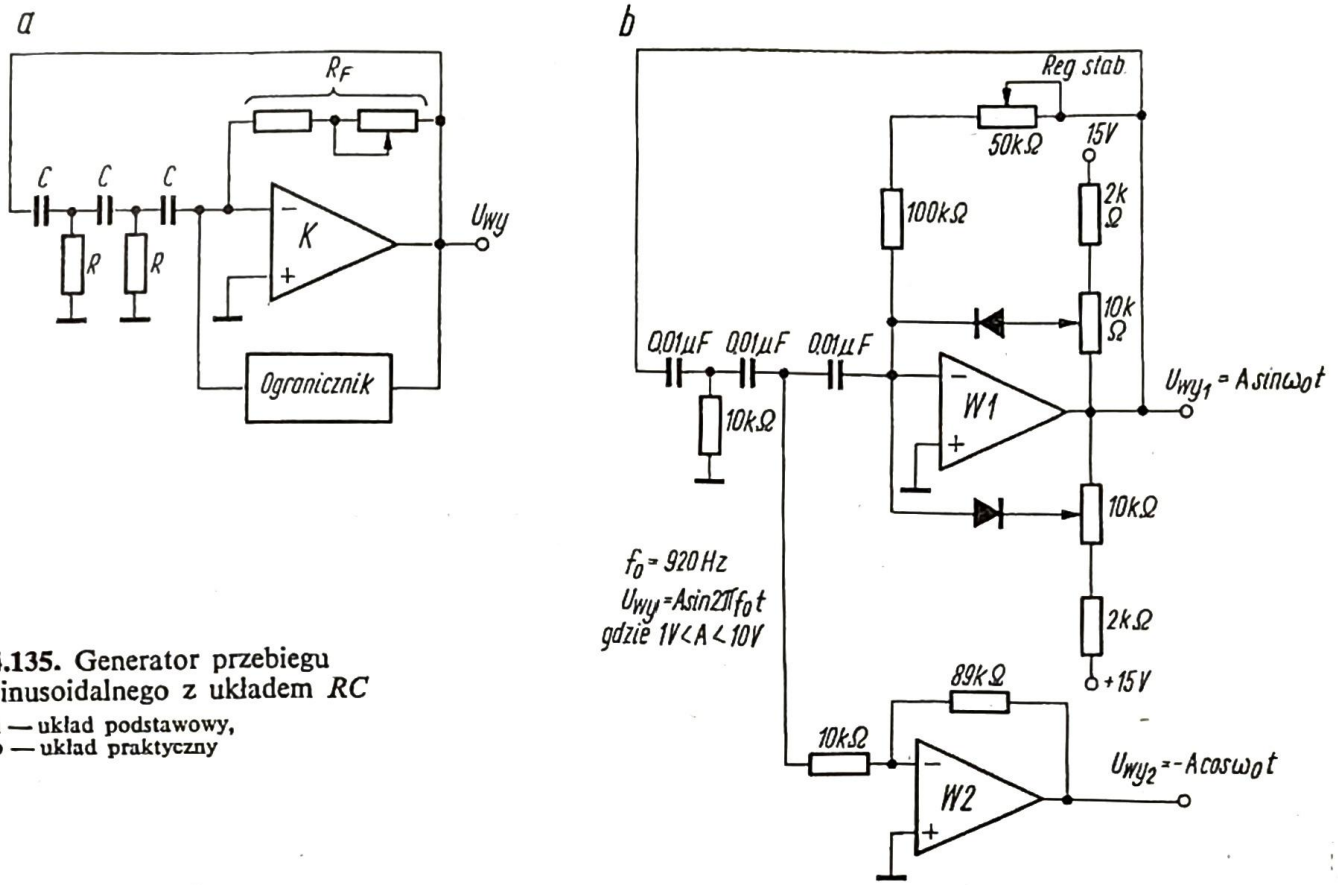
Wartość średniego zniekształcenia napięcia wyjściowego w zakresie od 1 V do 5 V wynosi około 0,025%.

Podobny układ generatora z mostkiem Wiena i wzmacniaczem μA 702 można znaleźć w pracy [4.1].

4.5.3.2
GENERATORY PRZEBIEGU SINUSOIDALNEGO Z PRZESUWNIKAMI FAZOWYMI *RC*

Generatory przebiegu sinusoidalnego z przesunięciem fazy są podobne w zasadzie działania do wcześniej omówionych generatorów z mostkiem Wiena. Główną wadą tego typu generatorów jest to, że potrzebne są trzy odpowiednio dobrane kondensatory. Zmiana częstotliwości oscylacji w tego typu układach nie jest więc

łatwa. Z tego powodu układy z przesuwnikami RC są stosowane do generacji przebiegów sinusoidalnych o ustalonej częstotliwości.



4.135. Generator przebiegu sinusoidalnego z układem RC
a — układ podstawowy,
b — układ praktyczny

Pracę generatora z przesuwnikami RC można rozpatrzyć na uproszczonym układzie przedstawionym na rys. 4.135a [4.3]. Równanie operatorowe dla napięć w pętli sprzężenia zwrotnego jest następujące:

$$(R_F R^2 C^3 s^3 + 3R^2 C^2 s^2 + 4RCs + 1)\, U_{wy}(s) = 0 \tag{4.128}$$

Równanie (4.128) jest spełnione, gdy:

$$R_F = -\frac{3R^2C^2s^2 + 4RCs + 1}{R^2C^3s^3} \tag{4.129}$$

Ze względu na to, że R_F jest rzeczywiste i stałe, to s musi mieć ustaloną wartość równą $j\omega_0$. Część rzeczywista powyższego równania musi być równa R_F, a część urojona — zero. Zastępując $s = j\omega_0$, otrzymuje się:

$$R_F = \frac{4RC\omega_0 + j(3R^2C^2\omega_0^2 - 1)}{R^2C^2\omega_0^3} \tag{4.130}$$

i wtedy:

$$R_F = \frac{4}{RC^2\omega_0^2} \quad \text{i} \quad \omega_0^2 = \frac{1}{3R^2C^2} \tag{4.131}$$

Jeśli $R_F = 12R$, to układ będzie oscylował z częstotliwością $\omega_0/2\pi$, gdzie

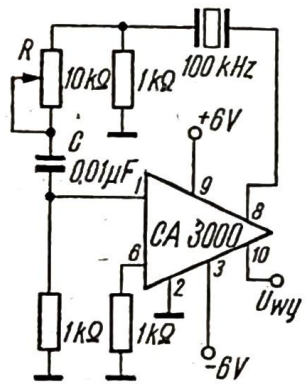
$\omega_0 = \dfrac{1}{\sqrt{3}\,RC}$. Aby otrzymać dobrą stabilność amplitudową oscylacji, rezy-

stor R_F powinien być nieco większy niż $12R$. Ogranicznik zastosowany w układzie ma przeciwdziałać zmianom amplitudy oscylacji. Dobór rezystora R_F o większej nieco wartości wprowadza pewne zniekształcenia przebiegu, ale układ jest wtedy bardziej stabilny amplitudowo. Zarówno wartość R_F, jak i napięcia ograniczenia są wielkościami, które można dobrać w układzie praktycznym.

Układ praktyczny jest przedstawiony na rys. 4.135b. Przebieg cosinusoidalny można otrzymać przez dodanie jeszcze jednego wzmacniacza (*W2*). Aby zabezpieczyć układy *RC* przed przeciążeniem, na wejściu odwracającym wzmacniacza *W2* dodano rezystor $R = 10$ kΩ. Dla wartości elementów podanych na rysunku, częstotliwość oscylacji wynosi 920 Hz. Potencjometry umieszczone w układach ograniczników (*W1*) służą do symetryzacji dodatnich i ujemnych połówek sinusoidy (amplituda $\pm A$), aby uzyskać minimalne zniekształcenie przebiegu.

4.5.3.3
KWARCOWE GENERATORY PRZEBIEGU SINUSOIDALNEGO

Kwarcowy generator przebiegu sinusoidalnie zmiennego, w którym zastosowano monolityczny wzmacniacz typu CA 3000 firmy RCA, przedstawiono na rys. 4.136 [4.67]. Wzmacniacz monolityczny CA 3000 jest skompensowanym termicz-



4.136. Kwarcowy generator przebiegu sinusoidalnego ze wzmacniaczem CA 3000

nie jednostopniowym wzmacniaczem różnicowym ze źródłem stałoprądowym i wyjściami wtórnikowymi. Układ ma wejście i wyjście symetryczne. Rezystancja wejściowa wynosi około 0,1 MΩ, wzmocnienie około 30 dB przy częstotliwości do 1 MHz. Wzmacniacz CA 3000 pracuje przy typowych napięciach zasilających ±3 V lub ±6 V.

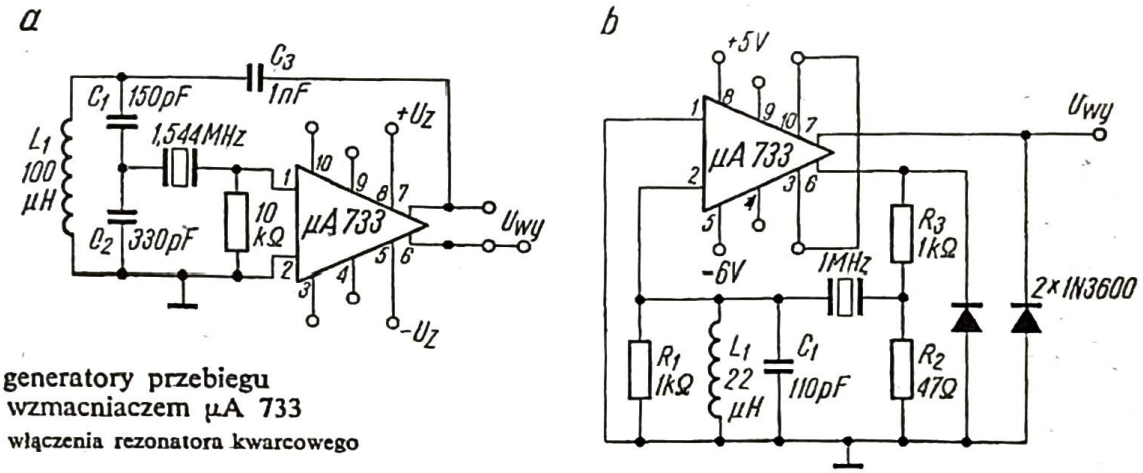
Rezonator kwarcowy 100 kHz umieszczony jest w pętli sprzężenia zwrotnego, przy czym wzmocnienie w pętli ustala się za pomocą potencjometru *R*. Wartość rezystancji *R* dobiera się tak, aby uzyskać na wyjściu niezniekształcony przebieg sinusoidalny.

Napięcie wyjściowe pobiera się z wolnej końcówki *10* (drugi kolektor). Zakres generowanych częstotliwości przez tego typu generator może zostać rozszerzony do częstotliwości 10 MHz lub więcej przy zastosowaniu strojenia kolektorowego.

Układ generatora z rys. 4.136 może zostać rozbudowany w celu wprowadzenia stabilizacji amplitudy przebiegu wyjściowego. Sygnał sterujący generator, proporcjonalny do amplitudy przebiegu wyjściowego, wprowadza się na końcówkę *2* wzmacniacza CA 3000 [4.68].

Kwarcowe generatory przebiegu sinusoidalnego zbudowane z wykorzystaniem wzmacniacza μA 733 są przedstawione na rys. 4.137a i b.

W układzie pokazanym na rys. 4.137a [4.66], napięciowy stosunek podziału wynikający z doboru pojemności C_1 i C_2 powinien być większy niż odwrotność wzmocnienia układu μA 733, żeby podtrzymać oscylacje. Praca przedstawionego tutaj generatora kwarcowego jest w zasadzie liniowa, w przeciwieństwie do omówionego poprzednio (rys. 4.120) układu generatora *RC* pracującego w obszarze nieliniowym. Tak więc na wyjściu otrzymuje się przebieg sinusoidalnie zmienny. Z tego względu układ ten należy zakwalifikować do generatorów przebiegu sinusoidalnego, lecz generator ten zwykle współpracuje z bramkami logiki cyfrowej TTL lub DTL. Ponieważ poziomy wyjściowe wzmacniacza μA 733 mogą być dobrane odpowiednio do wymagań cyfrowych układów logicznych TTL i DTL (wzmacniacz μA 733 może już pracować przy napięciach zasilania ±5 V), a więc bramki umieszczone na wyjściu generatora spełniają funkcję układów formujących. W ten sposób otrzymuje się kwarcowy generator impulsów prostokątnych, przeznaczony do sterowania cyfrowych układów scalonych.



4.137. Kwarcowe generatory przebiegu sinusoidalnego ze wzmacniaczem μA 733
a i b — dwa sposoby włączenia rezonatora kwarcowego

Podobnie pracuje układ generatora przedstawiony na rys. 4.137b [4.59], w którym rezonator kwarcowy został włączony w pętli sprzężenia zwrotnego. Dodatnie sprzężenie zwrotne między końcówkami *6* i *2* wzmacniacza zapewniają: dzielnik rezystorowy R_2 i R_3, oscylator kwarcowy i obwód rezonansowy L_1 i C_1. Jeśli na wejście *2* zostanie podany potencjał zerowy, to na obu wyjściach ustala się napięcie w przybliżeniu równe połowie dodatniego napięcia zasilającego. Wartości elementów obwodu rezonansowego L_1 i C_1 dobrano do częstotliwości oscylacji równej 1 MHz. Układ charakteryzuje się pewnym startem drgań po włączeniu napięć zasilających. Generator ten jest najczęściej wykorzystywany do sterowania cyfrowych układów logicznych TTL.

4.5.4
GENERATORY STEROWANE NAPIĘCIOWO I PRĄDOWO

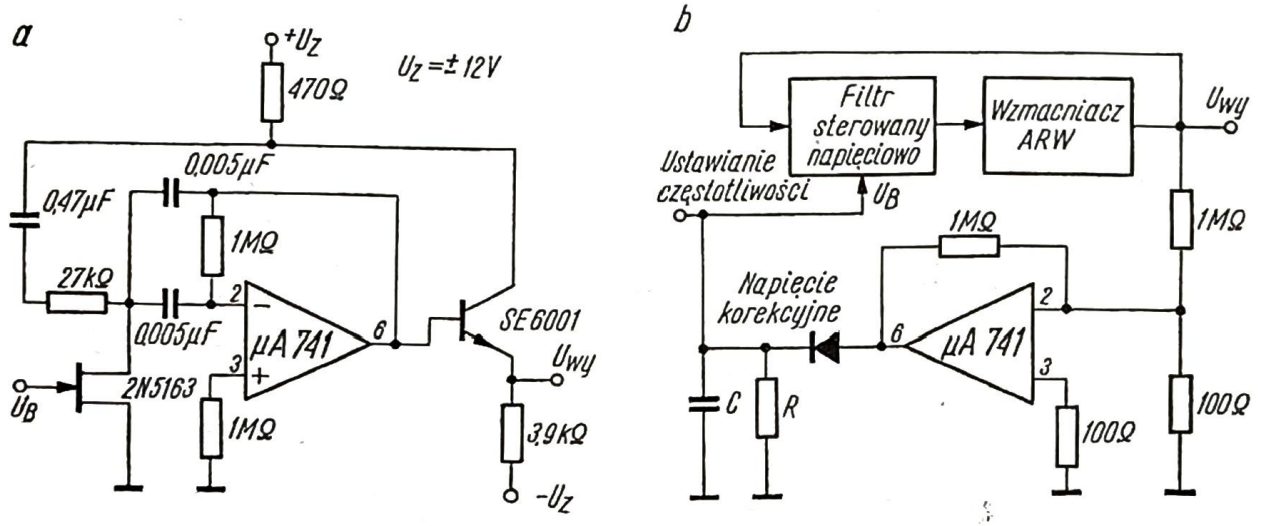
Generatory sterowane napięciowo (voltage controlled oscillators — VCO) są w zasadzie przetwornikami napięcie-częstotliwość ($U-f$), zaś sterowane prądowo

(current controlled oscillators — CCO) — przetwornikami prąd-częstotliwość ($I-f$). Układy przedstawione w niniejszym punkcie są bardzo zbliżone do układów omówionych poprzednio generatorów i z tego powodu znalazły właśnie tutaj swoje miejsce, a nie w rozdziale 6.

4.5.4.1
GENERATORY STEROWANE NAPIĘCIOWO

Niektóre z omówionych poprzednio generatorów, jak np. z rys. 4.122 czy 4.126a, po drobnych modyfikacjach mogą być przystosowane do pracy z częstotliwością oscylacji zależną od wartości zewnętrznego napięcia sterującego.

Podobnie — potrzebna jest tylko niewielka zmiana w układzie filtru aktywnego (patrz rys. 4.88), aby filtr ten stał się generatorem sterowanym napięciowo [4.38]. Jeśli w układzie przedstawionym na rysunku 4.138a sygnał wyjściowy wzmacniacza operacyjnego μA 741 zostanie odwrócony i w części podany



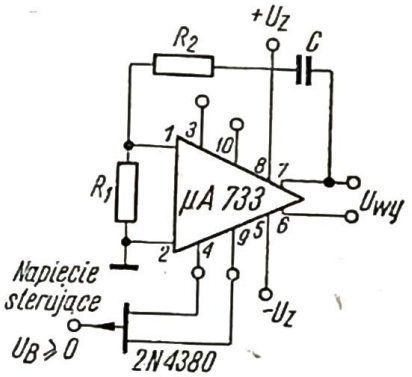
a — wersja podstawowa,
b — wersja ulepszona

4.138. Generatory przebiegu sinusoidalnego sterowane napięciowo

zwrotnie na wejście, to otrzymuje się generator sterowany napięciowo. Procedura doboru elementów i osiągany zakres częstotliwości oscylacji jest podobny jak w przypadku filtru aktywnego (p. 4.3.3). Wadą układu są zmiany amplitudy wyjściowego przebiegu sinusoidalnego przy zmianach napięcia sterującego U_B.

Ulepszoną wersją powyższego generatora jest układ przedstawiony na rys. 4.138b. Zastosowanie wzmacniacza z automatyczną regulacją wzmocnienia (wzmacniacz ARW) w pętli sprzężenia zwrotnego, pozwala uzyskać bardzo stabilną amplitudę przebiegu wyjściowego. Wzmacniacz μA 741, który pracuje w układzie filtru dolnoprzepustowego z detektorem na wyjściu, jest sterowany napięciem ustawiającym częstotliwość oscylacji i zapewnia pewny start pracy generatora. Każda późniejsza zmiana częstotliwości, spowodowana zmianami termicznymi wewnątrz pętli, wytwarza napięcie korekcyjne podawane na bramkę tranzystora FET (w filtrze sterowanym napięciowo), który odpowiednio koryguje częstotliwość z powrotem do ustalonej wartości.

Oczywiście istnieje szereg różnych sposobów zmiany częstotliwości generatora za pomocą napięcia. Na przykład w układzie generatora impulsów prostokątnych (podanym na rys. 4.120) zbudowanym ze wzmacniaczem μA 733 można włączyć równolegle do rezystora R_1 tranzystor polowy, którego rezystancja źródło-dren będzie się zmieniać zależnie od napięcia bramki. Odpowiedni dobór stosunków rezystancji R_1, R_2 i tranzystora FET zapewnia właściwe warunki sterowania generatorem.



4.139. Generator przebiegu prostokątnego sterowany napięciowo ze wzmacniaczem μA 733

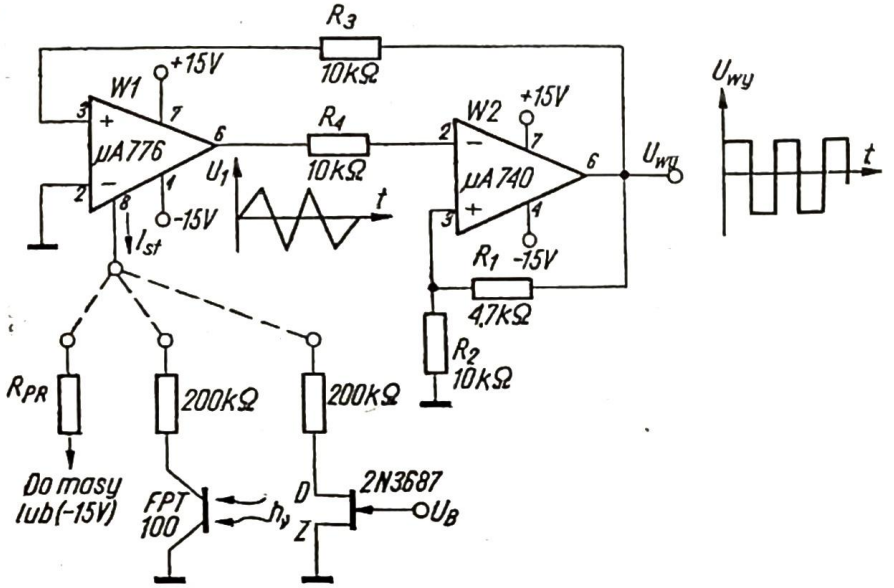
Innym sposobem zmiany częstotliwości generatora zbudowanego ze wzmacniaczem μA 733 za pomocą napięcia jest układ przedstawiony na rys. 4.139. Skorzystano tutaj z zależności (4.106), z której wynika, że okres oscylacji jest proporcjonalny do logarytmu naturalnego ze wzmocnienia układu μA 733. Częstotliwość oscylacji może być dobierana przez zmianę wartości wzmocnienia za pomocą zmiennej rezystancji. W tym celu między końcówki *4* i *9* do regulacji wzmocnienia układu μA 733 włączono tranzystor polowy 2N 4360 jako element sterowany napięciem zewnętrznym U_B. Uzyskuje się w ten sposób zmiany częstotliwości w stosunku 3:1, przy czym większemu wzmocnieniu odpowiada mniejsza częstotliwość.

4.5.4.2
GENERATOR STEROWANY PRĄDOWO

Generator przebiegu prostokątnego sterowany prądowo pracujący bez kondensatorów zewnętrznych przedstawiono na rys. 4.140 [4.69]. Częstotliwość oscylacji układu może zmieniać się w zakresie co najmniej pięciu dekad w funkcji zmian prądu pobieranego z końcówki *8* wzmacniacza μA 776. Uzyskanie liniowej zmiany częstotliwości w funkcji ustawionego prądu jest możliwe, ponieważ szybkość narastania napięcia wyjściowego jest wprost proporcjonalna do prądu zaprogramowanego I_{st}, pobieranego z końcówki *8* wzmacniacza. Korzystając z powyższej właściwości wzmacniacza μA 766 można więc budować przetworniki prąd-częstotliwość w oparciu o układ podany na rys. 4.140, pracujące w zakresie pięciu do siedmiu dekad.

Aby dobrze zrozumieć działanie generatora sterowanego prądowo zbudowanego ze wzmacniaczem μA 776, należy poznać właściwości samego wzmacniacza. Układ monolityczny μA 776 jest wieloczynnościowym wzmacniaczem programowanym, który charakteryzuje się dużą rezystancją wejściową, małymi

prądami polaryzującymi i małym poziomem szumów wejściowych w szerokim zakresie napięć zasilających. Wzmocnienie wzmacniacza μA 776, szerokość pasma, pobór mocy i szybkość narastania napięcia wyjściowego mogą być zoptymalizowane za pomocą pojedynczyego rezystora lub źródła prądowego. Element



4.140. Generator przebiegu prostokątnego sterowany prądowo ze wzmacniaczem programowanym μA 776

ten ustala (programuje) wartość prądu wypływającego ze wzmacniacza (końcówka *8*). Wzmacniacz μA 776 ma układ końcówek wyjściowych podobny do układu końcówek wzmacniacza μA 741. Ma on wewnętrzną kompensację częstotliwościową, wewnętrzne zabezpieczenie przeciw blokowaniu się i zabezpieczenie przeciwzwarciowe na wyjściu.

Zakres napięć zasilających, przy których może pracować wzmacniacz μA 776 wynosi od ±1,2 V do ±18 V. Zakres prądu I_{st} może być zmieniany od największej wartości 100 μA do najmniejszej około 1 pA (przy 25°C). Wartość rezystora R_{PR} oblicza się z następującego wzoru:

$$R_{PR} = \frac{U_{Z1} - 0{,}7\ \text{V}}{I_{st}} \tag{4.132}$$

gdzie:

R_{PR} — rezystancja włączona między końcówkę *8* wzmacniacza a masę,

U_{Z1} — dodatnie napięcie zasilające

oraz

$$R_{PR} = \frac{2U_Z - 0{,}7\ \text{V}}{I_{st}} \tag{4.133}$$

gdy $U_{Z1} = U_{Z2}$ i rezystor R_{PR} włączony jest między końcówkę *8* i ujemne napięcie zasilające U_{Z2}. Napięcia zasilające U_{Z1} i U_{Z2} w tym przypadku są równe ±15 V.

Wracając do układu z rys. 4.140, można zauważyć że wzmacniacz μA 776 (*W1*) jest połączony ze wzmacniaczem operacyjnym μA 740 (*W2*) pracującym jako komparator, którego napięcie odniesienia U_o wynosi:

$$U_o = U_{wy}\frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{4.134}$$

Napięcie wyjściowe U_{wy} oscyluje między maksymalnym i minimalnym napięciem, które może dostarczyć wzmacniacz *W2*. Gdy napięcie wyjściowe wzmacniacza *W1* przekracza poziom napięcia odniesienia U_o (odcinek rosnący), to komparator zmienia stan wyjściowy na przeciwny. W tym momencie napięcie U_o zmienia polaryzację i napięcie na wyjściu wzmacniacza *W1* zaczyna opadać. Z kolei dochodzi do porównania obu napięć na poziomie ujemnym i komparator ponownie zmienia stan. Cykl ten następnie powtarza się.

Na wyjściu wzmacniacza *W1* otrzymuje się przebieg trójkątny, co jest wynikiem ładowania wewnętrznej pojemności typu MOS o wartości 30 p*F* — na przemian w kierunku dodatnim i ujemnym w czasie trwania cyklu. Pojemność ta jest w zasadzie przeznaczona do kompensacji częstotliwościowej układu i jest umieszczona w drugim stopniu wzmacniacza μA 776. Rosnąca część przebiegu trójkątnego trwa około 41% cyklu, opadająca zaś — około 59%. Spowodowane to jest asymetrią źródeł prądowych ładujących na przemian pojemność wewnętrzną MOS. W zastosowaniach, które wymagają idealnej symetrii przebiegu wyjściowego, można włączyć za generatorem przerzutnik bistabilny, wyzwalany dodatnim lub ujemnym zboczem impulsów prostokątnych.

Zastosowany w układzie wzmacniacz operacyjny μA 740 z wejściami typu FET, pracujący jako komparator, został użyty celowo, aby obciążenie wyjścia wzmacniacza μA 776 nie było zbyt duże przy małych prądach I_{st}. Rezystancja wyjściowa wzmacniacza μA 776 znacznie rośnie, gdy prąd I_{st} przyjmuje wartości w zakresie $\leqslant 1$ nA.

Włączając między końcówkę *8* wzmacniacza μA 776 i masę tranzystor polowy 2 N 3687, układ generatora sterowany prądowo zmienia się w układ sterowany napięciowo. Powstający w ten sposób generator sterowany napięciowo pokrywa z powodzeniem 5-dekadowy zakres zmian częstotliwości dla zmian napięcia sterującego U_B od 0 V do napięcia odcięcia $U_P = -0{,}5$ V tranzystora FET.

Generator sterowany światłem (light controlled oscillator — LCO) otrzymuje się zamieniając tranzystor polowy na fototranzystor FPT 100. Zmianom prądu I_{st} od około 100 pA do 100 μA odpowiadają zmiany częstotliwości od około 0,1 Hz do 100 kHz. Zmniejszenie stosunku R_2/R_1 lub obniżenie napięcia zasilającego, lub też jedno i drugie, daje przesunięcie w górę zakresu częstotliwości generatora. Każda z tych zmian redukuje jednak amplitudę przebiegu trójkątnego na wyjściu wzmacniacza *W1*. Zwykle obydwa wzmacniacze *W1* i *W2* mają potencjometry włączone między końcówki *1* i *5* do zerowania napięcia niezrównoważenia: wzmacniacz μA 776 — potencjometr 100 kΩ ze ślizgaczem na U_{Z2}, wzmacniacz zaś μA 740 — potencjometr 10 kΩ ze ślizgaczem podłączonym do napięcia U_{Z1}.

4.5.5
MONOLITYCZNY GENERATOR UNIWERSALNY 8038

W roku 1972 dwie firmy amerykańskie wyprodukowały po jednym typie generatora monolitycznego o bardzo zbliżonych właściwościach. Pierwszy z nich to

układ 8038 firmy Intersil, a drugi — XR-205 firmy Exar Integrated Systems Inc. Każdy z generatorów wytwarza jednocześnie przebiegi: prostokątny, trójkątny i sinusoidalny, może również wytwarzać przebieg liniowy oraz ciąg impulsów. Mogą również być sterowane napięciowo. Ponieważ oba układy mają bardzo zbliżone właściwości, w niniejszym punkcie zostanie omówiony tylko układ 8038 firmy Intersil [4.70], [4.71].

Monolityczny generator scalony 8038 wytwarza przebiegi: prostokątny, trójkątny, sinusoidalny, liniowy i serie impulsów — o wysokiej dokładności i przy minimalnej liczbie elementów zewnętrznych. Układ ma następujące właściwości:

— dryf temperaturowy około $5 \cdot 10^{-5}/C°$,
— możliwość jednoczesnego generowania przebiegu prostokątnego, trójkątnego i sinusoidalnego,
— poziomy napięć wyjściowych od zgodnych z cyfrowymi poziomami logicznymi układów TTL do 28 V,
— małe zniekształcenia (około 1%),
— dobra liniowość (0,1%),
— niewielka liczba potrzebnych elementów zewnętrznych,
— szeroki zakres częstotliwości pracy (od 0,001 Hz do 1,5 MHz),
— zmienny współczynnik wypełnienia impulsów (od 1% do 99%).

Generator 8038 jest produkowany technologią epiplanarną, przy dodatkowym zastosowaniu m.in. cienkowarstwowych rezystorów i diod z barierą Schottky'ego. Układ 8038 produkowany jest w obudowie dwurzędowej 12-nóżkowej.

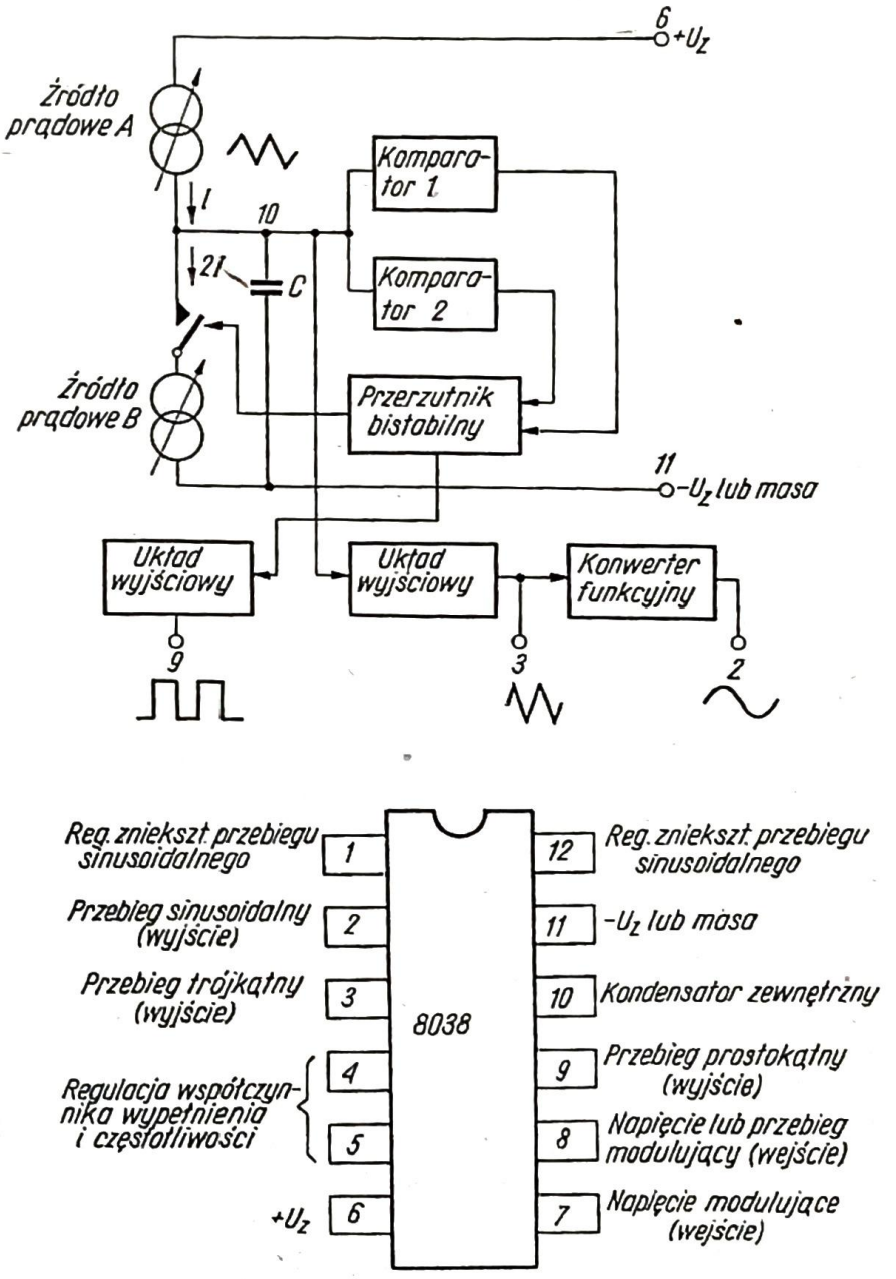
Schemat blokowy generatora 8038 jest przedstawiony na rysunku 4.141. Zewnętrzny kondensator C jest ładowany i rozładowywany przez dwa źródła prądowe A i B. Źródło prądowe A jest włączone ciągle, źródło B zaś jest włączane i wyłączane przez przerzutnik. Podczas gdy źródło B jest wyłączone, kondensator jest ładowany prądem o wartości I, a napięcie na nim liniowo rośnie. Gdy napięcie to osiągnie poziom zmiany stanu komparatora 1 (dwie trzecie napięcia zasilającego), to ten ostatni powoduje zmianę stanu przerzutnika i włączone zostaje źródło prądowe B. Wartość prądu źródła B wynosi $2I$ i kondensator C jest rozładowywany prądem wypadkowym o wartości I, a napięcie na nim maleje liniowo w czasie. W chwili gdy napięcie osiąga poziom zmiany stanu komparatora *2* (jedna trzecia napięcia zasilania), przerzutnik wraca do stanu wyjściowego i cykl powtarza się.

W oparciu o podstawowy układ generatora wytwarzane są cztery podstawowe przebiegi. Jeśli prądy generatorów A i B będą miały wartości I oraz $2I$, to kondensator C będzie ładowany i rozładowywany w tym samym czasie. Otrzymuje się w ten sposób na kondensatorze napięcie trójkątne (końcówka *3*), a na wyjściu przerzutnika — napięcie prostokątne (końcówka *9*). Obydwa napięcia są podawane na odpowiednie wyjścia przez układy wyjściowe.

Wartości prądów generatorów prądowych mogą się zmieniać w szerokim zakresie przez podłączenie dwóch zewnętrznych rezystorów R_A i R_B (rys. 4.142). Gdy wartości prądów generatorów A i B będą inne niż I oraz $2I$, to możliwe jest

generowanie napięcia liniowo narastającego lub opadającego wraz z ciągiem impulsów prostokątnych o współczynniku wypełnienia od wartości mniejszej od 1% do większej niż 99%. Dodatkowo na trzecim wyjściu (końcówka *2*) otrzymuje się przebieg sinusoidalnie zmienny, podając falę trójkątną na konwerter funkcyjny.

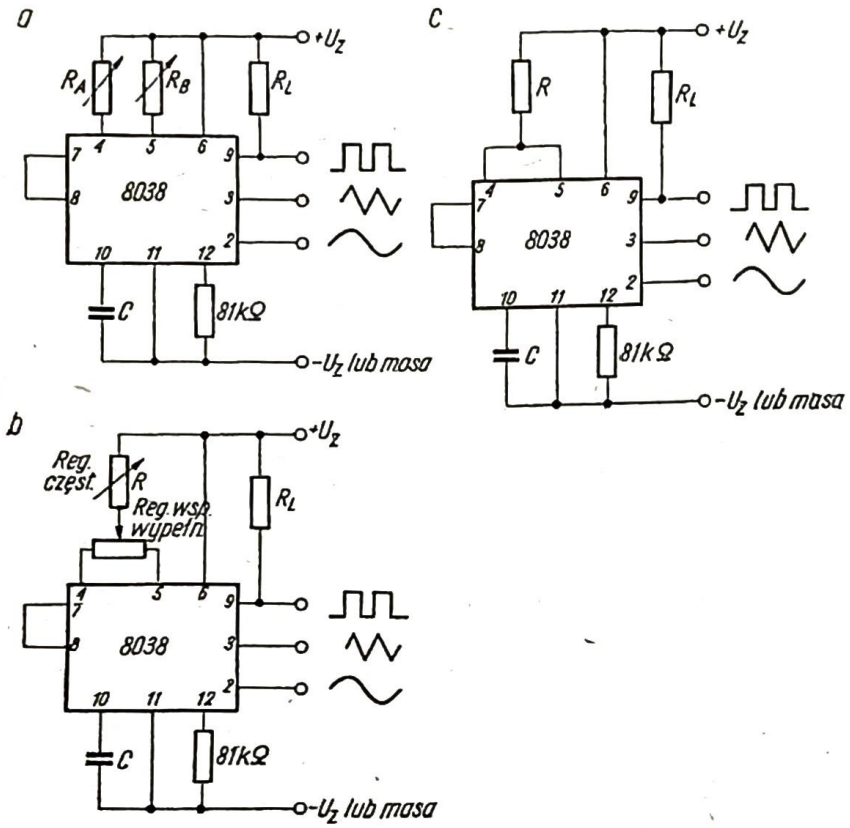
Każde z pojedynczych napięć zasilających o wartości 10 V do 30 V lub obydwa jednocześnie od ±5 V do ±15 V można zastosować do zasilania generatora 8038. W przypadku gdy zastosuje się napięcie zasilające o jednej po-



4.141. Schemat blokowy monolitycznego generatora typu 8038
a — schemat blokowy,
b — rozkład i przeznaczenie końcówek (widok z góry)

laryzacji, to średnia wartość napięcia przebiegu trójkątnego i sinusoidalnego wynosi dokładnie 1/2 napięcia zasilającego. Przebieg prostokątny natomiast będzie się zmieniać między napięciem zasilania a masą. Zasilanie generatora napięciami symetrycznymi obydwu znaków pozwala uzyskać wszystkie przebiegi symetryczne w stosunku do masy.

Co więcej, rezystor obciążenia R_L dla wyjścia przebiegu prostokątnego może być podłączony do innego napięcia zasilającego pod warunkiem, że nie zostanie przekroczona dopuszczalna wartość 30 V rozpiętości napięć. Pozwala to na dopasowanie przebiegu prostokątnego pod względem amplitudy do cyfro-



4.142. Sposoby włączenia rezystorów zewnętrznych do układu generatora typu 8038

wych układów scalonych TTL, jeśli rezystor obciążenia podłączy się do napięcia +5 V, podczas gdy generator jest zasilany ze znacznie większych napięć.

Jak już zaznaczono, generator monolityczny 8038 może być sterowany napięciem stałym, uzyskuje się wówczas podobny efekt jak w układzie tradycyjnym. Zmieniając napięcie zewnętrzne uzyskuje się efekt modulacji częstotliwości generatora.

Sposoby podłączenia rezystorów zewnętrznych ustalających częstotliwość oscylacji i wartość współczynnika wypełnienia do układu generatora monolitycznego 8038 przedstawiono na rys. 4.142. Na rysunku 4.142a i b pokazano dwa sposoby uzyskiwania symetrii wszystkich przebiegów za pomocą rezystorów. Najlepsze rezultaty otrzymuje się jednak przy zastosowaniu dwóch odrębnych rezystorów R_A i R_B (rys. 4.142a). Rezystor R_A służy do regulacji części narastających przebiegu trójkątnego i sinusoidalnego oraz stanu 0 przebiegu trójkątnego. Współczynnik wypełnienia przyjmuje wartość równą 50%, gdy $R_A = R_B$. Jeżeli współczynnik ma być zmieniany w niewielkim zakresie wokół wartości 50%, to zalecany jest układ z rys. 4.142b. W przypadku gdy nie przewiduje się w ogóle regulacji współczynnika wypełnienia, końcówki *4* i *5* można zewrzeć, jak pokazano na rysunku 4.142c.

Częstotliwość oscylacji układu z dwoma oddzielnymi rezystorami (rys. 4.142a) jest równa:

$$f = \frac{1}{\frac{5}{3} R_A C \left(1 + \frac{R_B}{2R_A - R_B}\right)} \tag{4.135}$$

lub gdy $R_A = R_B = R$

$$f = \frac{0{,}3}{RC} \tag{4.136}$$

Wartość rezystorów R_A i R_B, jak podaje producent, powinna być wybrana z zakresu od 0,5 kΩ do 1 MΩ. Częstotliwość oscylacji układu z pojedynczym rezystorem (rys. 4.142b i c) wynosi:

$$f = \frac{0{,}15}{RC} \tag{4.137}$$

W celu zminimalizowania zniekształceń przebiegu sinusoidalnego, zwykle między końcówki *11* i *12* włącza się rezystor o wartości 81 kΩ.

Jak już wspomniano, częstotliwość generatora może być ustalona za pomocą napięcia stałego przyłożonego do końcówki *8* (mierzonego w stosunku do $+U_Z$). Zmieniając to napięcie uzyskuje się efekt modulacji częstotliwości. Między końcówkę *8* i dodatnie napięcie zasilające można również przyłożyć przebieg liniowy. Potencjał na końcówce *8* może się wtedy zmieniać od U_Z do 2/3 U_Z. Dla napięcia liniowego równego zeru otrzymuje się $f = 0$. Częstotliwość generatora może być zmieniana w stosunku 1000:1 przy zmianie stałego napięcia modulującego w podanych wyżej granicach.

Dla niewielkich zmian napięcia modulującego, sygnał modulujący można doprowadzić przez kondensator do końcówki *8*. W takim przypadku, aby zwiększyć rezystancję wejściową układu (nominalna wartość wynosi 8 kΩ przy zwartych końcówkach *7* i *8*) między końcówki *7* i *8* włącza się dodatkowy rezystor.

Przedstawiony tutaj generator monolityczny 8038 firmy Intersil z uwagi na dobrą stabilność częstotliwości, uniwersalność, małe wymiary oraz inne zalety znajdzie z pewnością szerokie zastosowanie w układach elektronicznych. Jest on szczególnie atrakcyjnym elementem w układach sprzężonych fazowo (phase-locked loop) jako generator sterowany napięciowo.

4.6
UKŁADY PRÓBKUJĄCE Z PAMIĘCIĄ I DETEKTORY SZCZYTOWE

U k ł a d y p r ó b k u j ą c e z p a m i ę c i ą (sample and hold circuits) przeznaczone są do próbkowania wartości napięcia mierzonego i zapamiętania jej na określony przeciąg czasu. Zarówno moment pobrania próbki, jak i czas jej przetrzymywania wyznaczają sterujące układy logiczne. Technikę próbkowania i zapamiętywania stosuje się zarówno przy przetwarzaniu analogowo-cyfrowym napięć stałych, jak i napięć wolno- i szybkozmiennych. Szczególnie przy przetwarzaniu napięć szybkozmiennych technika ta pozwala zmniejszyć błąd dynamiczny wynikający ze zmiany wartości przetwarzanego napięcia w czasie prze-

twarzania. Układ próbkujący z pamięcią może również zapamiętywać informacje, które bez niego byłyby tracone, bo przychodzące w czasie, gdy przetwornik jest zajęty przetwarzaniem poprzedniej informacji. Układy takie są także powszechnie stosowane przy przetwarzaniu analogowo-cyfrowym amplitudy impulsów napięciowych. Ta odmiana układów próbkujących z pamięcią, które pełnią funkcję pamięci analogowych — nosi nazwę wydłużaczy impulsów (pulse stretchers).

Zastosowanie układów próbkujących z pamięcią nie ogranicza się oczywiście tylko do dziedziny przetwarzania analogowo-cyfrowego, lecz również znajdują one miejsce przy pomiarach okresu, są stosowane do opóźniania analogowego, do pomiarów stabilności krótkoczasowych parametrów itd.

Trzecią odmianą układów próbkujących z pamięcią, bardzo zbliżoną układowo do wydłużaczy impulsów, są detektory szczytowe (peak detectors). O ile zadanie układów wydłużających polega na przechowywaniu informacji w postaci wartości maksymalnej impulsu, o tyle detektory szczytowe muszą same wykryć i zapamiętać wartość maksymalną oraz szybko wysłać informację o tym fakcie. Detektory szczytowe są układami prostymi i mogą w pewnych przypadkach, jak np. przy wyszukiwaniu wartości maksymalnych (szczytów) podczas analizy przebiegów za pomocą przetwornika analogowo-cyfrowego połączonego z maszyną cyfrową, skrócić kosztowny czas pracy maszyny. Dwa specyficzne zastosowania detektorów szczytowych — to chromatografia gazowa i spektrometria mas, gdzie przeprowadza się analizę dużej liczby wartości szczytowych napięć.

4.6.1
UKŁADY PRÓBKUJĄCE Z PAMIĘCIĄ

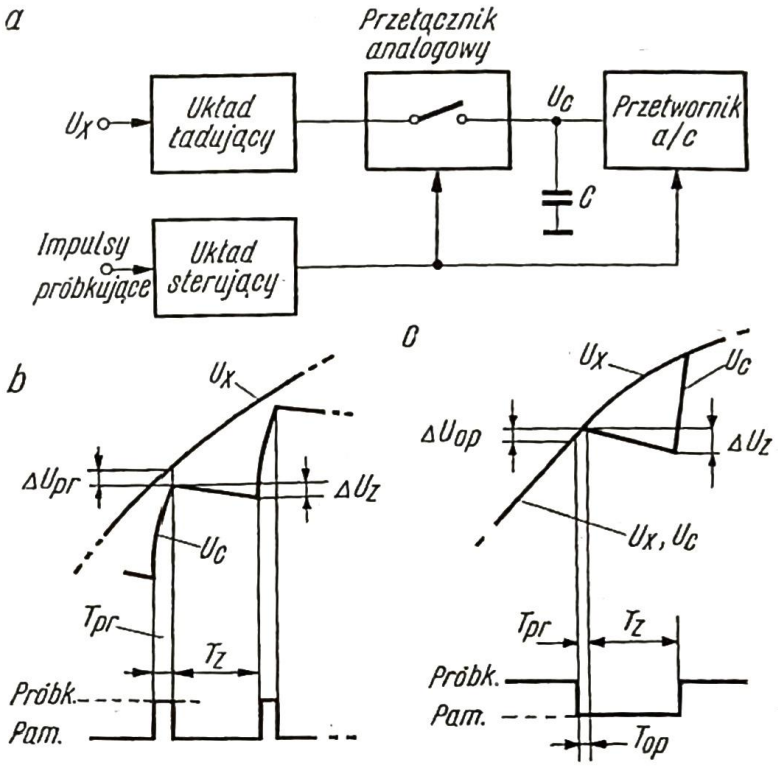
Na rys. 4.143a pokazany jest najprostszy układ próbkujący z pamięcią, który składa się z przełącznika analogowego i kondensatora. Działanie układu polega na ładowaniu kondensatora do wartości chwilowej napięcia U_x za pomocą odpowiedniego układu ładującego (np. wzmacniacza operacyjnego) i przełącznika analogowego oraz na utrzymaniu ładunku na kondensatorze w ciągu potrzebnego okresu czasu. W ciągu tego okresu czasu przetwornik analogowo-cyfrowy przetwarza pobraną próbkę napięcia na kod cyfrowy. Operacją pobrania próbki (zwarcie przełącznika) i zapamiętywania próbki (rozwarcie przełącznika) kierują — poprzez układ sterujący — impulsy próbkujące doprowadzane z odpowiedniego układu logicznego.

Do najważniejszych parametrów układu próbkującego z pamięcią należą [4.72]:

1. Błąd próbkowania ΔU_{pr} (rys. 4.143b). Błąd ten występuje w przypadku, gdy przełącznik analogowy jest zwierany na krótki czas próbkowania T_{pr}, w pozostałym zaś czasie T_z jest otwarty (suma czasów T_{pr} i T_z jest równa okresowi próbkowania T_s).

Błąd próbkowania wynika z niedoładowania kondensatora pamięciowego C

i jest równy różnicy napięcia wejściowego U_x i napięcia na kondensatorze U_C w chwili zakończenia próbkowania. Błąd ΔU_{pr} zależy od czasu próbkowania T_{pr} i stałej czasowej ładowania kondensatora C. Układ ładujący powinien mieć z tego względu małą rezystancję wyjściową i duże możliwości prądowe (np. w przypadku gdy jest nim wzmacniacz operacyjny istotne są takie parametry, jak re-



4.143. Układ próbkujący z pamięcią
a — schemat blokowy, b, c — błędy próbkowania

zystancja wyjściowa, maksymalny prąd wyjściowy, szybkość zmian napięcia wyjściowego). Przełącznik analogowy powinien mieć małą rezystancję w stanie włączenia, a kondensator pamięciowy — niezbyt dużą pojemność. Błąd próbkowania będzie nieco większy w przypadkach przełączeń w pełnym zakresie napięcia U_x, np. od -10 V do $+10$ V lub odwrotnie.

Na rys. 4.143b stałą czasową ładowania wybrano przesadnie dużą dla pokazania błędu ΔU_{pr}.

2. Czas próbkowania T_{pr}. Należy go tak dobrać, aby błąd próbkowania ΔU_{pr} był mniejszy od rozdzielczości przetwornika a/c, tzn. mniejszy od $1/2^n$, gdzie n jest liczbą bitów w słowie wyjściowym. Przyjmując wykładnicze ładowanie kondensatora ze stałą czasową τ_1 oraz zakładając $2^n \gg 1$, uzyskuje się warunek na okres próbkowania:

$$T_{pr} > n\tau_1 \ln 2 \tag{4.138}$$

3. Błąd opóźnienia ΔU_{op} (rys. 4.143c). Błąd ten występuje w przypadku, gdy przełącznik analogowy jest przez dłuższy czas próbkowania T_{pr} zwarty i w chwili rozpoczęcia okresu pamiętania T_z — zostaje otwarty. Błąd ten wynika z przeładowania kondensatora pamięciowego C na skutek opóźnienia T_{op} między sygnałem z logicznego układu sterującego (czołem impulsu próbkującego) do otwarcia przełącznika i rzeczywistą chwilą otwarcia. Różnica między wartoś-

ciami napięcia U_C w chwili otwarcia przełącznika i w chwili przyjścia impulsu próbkującego jest błędem opóźnienia ΔU_{op}.

W celu zminimalizowania błędu ΔU_{op} zarówno czas opóźnienia układu sterującego, jak i czas przełączenia przełącznika analogowego powinny być jak najmniejsze. Problem nie tkwi tutaj w układzie sterującym, którego szybkość pracy można stosunkowo łatwo zwiększyć, lecz w przełączniku analogowym, gdzie poprawa szybkości wiąże się ze zmianą innych ważnych parametrów. Jeśli zastosuje się przełącznik analogowy w postaci tranzystora bipolarnego lub tranzystora złączowego FET, to czas ten jest rzędu 100 ns. Gdy wykorzysta się jeden z przełączników monolitycznych unipolarnych np. AM 1000 (patrz rozdział 8), to czas ten może być krótszy. Zagadnienia związane z przełącznikami analogowymi, takie jak: typy, parametry, kryteria wyboru odpowiedniego przełącznika, są rozpatrzone w rozdziale 8.

4. Błąd pamiętania ΔU_z. Błąd pamiętania ΔU_z występuje niezależnie od błędów ΔU_{pr} i ΔU_{op} i wynika w zasadzie z rozładowania kondensatora C w okresie zapamiętywania T_z. Wartość błędu ΔU_z zależy od stałej czasowej rozładowania i od czasu pamiętania T_z. W celu zmniejszenia błędu ΔU_z należy stosować układy wyjściowe za kondensatorem pamięciowym o bardzo dużych rezystancjach wejściowych (np. tranzystory unipolarne, wzmacniacze operacyjne z wejściami FET), a same kondensatory pamięciowe — o bardzo małej upływności. Nie bez znaczenia jest również rezystancja przełącznika analogowego w stanie rozwarcia. A zatem nasuwa się tutaj wniosek, że przełącznik analogowy do układów próbkujących z pamięcią powinien się charakteryzować, między innymi, jak największym stosunkiem rezystancji przy rozwarciu do rezystancji przy zwarciu. Zwiększenie pojemności C również prowadzi do zmniejszenia błędu ΔU_z, lecz powoduje zwiększenie błędu próbkowania. Prąd upływowy I_{UP} będzie powodował opadanie napięcia na kondensatorze pamięciowym z szybkością:

$$\frac{\Delta U_C}{\Delta t} = \frac{I_{UP}}{C}\left[\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{s}}\right] \tag{4.139}$$

Całkowity prąd upływowy składa się z prądu polaryzującego wzmacniacz operacyjny, prądu upływowego przełącznika w czasie otwarcia oraz z wewnętrznego prądu upływowego kondensatora. Jeśli wzmacniacz operacyjny ma wejścia FET i przełącznik analogowy jest typu FET, to prąd upływowy będzie się podwajał przy wzroście temperatury o każde 10°C.

Oprócz zasadniczego efektu ucieczki ładunku z kondensatora pamięciowego w czasie pamiętania, ma miejsce również niewielki dopływ ładunku do kondensatora na skutek istnienia pojemności przełącznika. W czasie pamiętania niewielka część ładunku pod wpływem sygnału wejściowego U_x przedostaje się poprzez pojemność przełącznika do kondensatora C. Ten dopływ ładunku do kondensatora pamięciowego rośnie ze wzrostem częstotliwości przebiegu wejściowego. Efekt ten maleje ze wzrostem pojemności kondensatora C, lecz jak wiadomo rośnie również błąd ΔU_{pr}. W przypadku gdy pojemność przełącznika jest niewielka, można pominąć zmianę napięcia U_C związaną z efektem doładowywania kondensatora C.

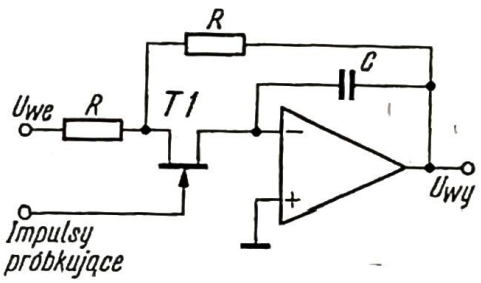
5. Czas pamiętania T_z. Czas ten jest uwarunkowany parametrami przetwornika a/c i przetwarzanego sygnału. Jego wartość nie może przekraczać wartości wynikającej z dopuszczalnego błędu pamiętania:

$$T_{z\max} \approx \frac{\Delta U_z \tau_2}{U_x} \tag{4.140}$$

gdzie τ_2 — stała czasowa rozładowania (na ogół bardzo duża). Wzór (4.140) jest słuszny przy założeniu $\tau_2 \gg T_z$.

6. Zakłócenia wynikające ze stanów nieustalonych przy włączeniu i wyłączeniu przełącznika analogowego. Wpływ na dokładność przetwarzania mają przede wszystkim zakłócenia przy wyłączaniu, gdyż wpływają one na wartość zapamiętanego napięcia. Przyczyną zakłóceń jest przedostawanie się części sygnału sterującego przełącznik i części sygnału wejściowego na kondensator pamięciowy wskutek istnienia pojemności przełącznika analogowego.

Rozróżnia się dwa typy układów próbkujących z pamięcią: odwracające i nieodwracające. Układ próbkujący odwracający z pamięcią zawierający wzmacniacz operacyjny i tranzystor złączowy FET, spełniający funkcję przełącznika analogowego, przedstawiono na rys. 4.144. W czasie próbkowania tranzystor *T1*



4.144. Układ próbkujący odwracający z pamięcią

jest w stanie włączenia i układ pracuje jako wzmacniacz operacyjny z odwracaniem fazy. Przy włączeniu tranzystora *T1* kondensator pamięciowy *C* ładuje się ze stałą czasową $\tau = RC$ do wartości $U_{wy} = -U_{we}$. W czasie gdy tranzystor przechodzi do stanu wyłączenia, układ pracuje jako integrator i na kondensatorze jest z dobrą dokładnością utrzymywane napięcie stałe. W czasie gdy tranzystor *T1* jest wyłączony, napięcie wejściowe U_{we} może zmienić swą wartość na U'_{we}. Przy ponownym włączeniu tranzystora napięcie wyjściowe przyjmie nową wartość, zgodnie z równaniem:

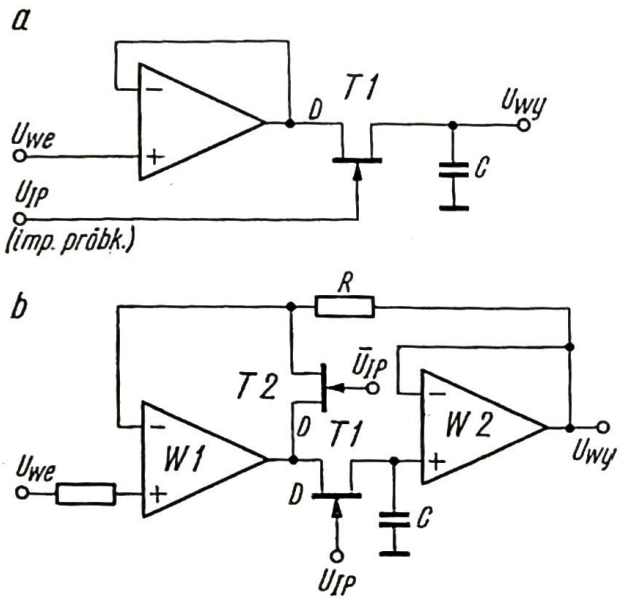
$$U_{wy} = U_{we} + (U_{we} - U'_{we})(1 - e^{-t/RC}) \tag{4.141}$$

Układ próbkujący odwracający z pamięcią ma zaletę małej rezystancji wyjściowej i dlatego można go obciążyć bez obawy spowodowania dużego błędu pamiętania. Wadą układu jest mała rezystancja wejściowa — równa *R*.

Prosty układ próbkujący nieodwracający z pamięcią jest pokazany na rys. 4.145a. Układ ma bardzo dużą rezystancję wejściową, a błąd próbkowania zależy od stałej czasowej $R_{wl}C$, i z tego względu $C\,dU_{wy}/dt < I_{max}$, gdzie R_{wl} jest rezystancją dren-źródło przewodzącego tranzystora *T1* typu FET, I_{max} zaś jest maksymalnym dostarczonym prądem przez wzmacniacz operacyjny lub prą-

dem I_{DSS} tranzystora złączowego FET (w zależności od tego, który jest mniejszy). Układ ma jeszcze jedną wadę polegającą na tym, że wyjście nie może być zbytnio obciążone, jeśli wymagany jest mały błąd pamiętania ΔU_z.

Rozbudowując prosty układ z rys. 4.145a przez dodanie drugiego wzmacniacza i drugiego tranzystora oraz zamykając pętlę sprzężenia zwrotnego, otrzymuje się układ pokazany na rys. 4.145b. Unika się tutaj ograniczenia stałej cza-



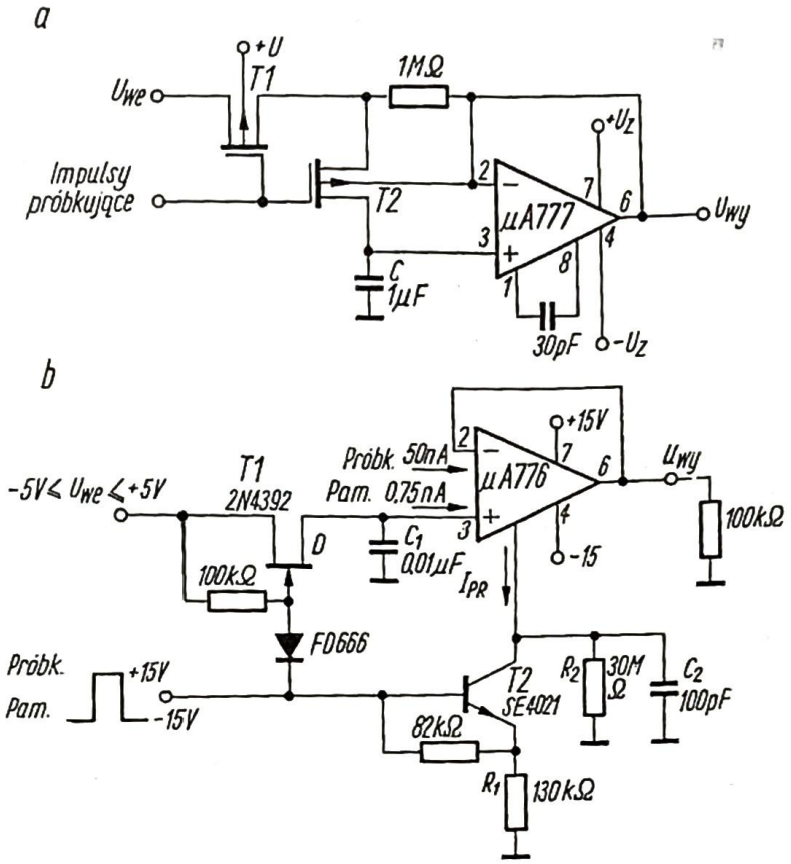
4.145. Układy próbkujące nieodwracające z pamięcią
a — z jednym wzmacniaczem operacyjnym,
b — z dwoma wzmacniaczami operacyjnymi

sowej $R_{wl}C$, a wprowadzony drugi wzmacniacz operacyjny *W2* o dużej rezystancji wejściowej skutecznie oddziela kondensator pamięciowy od obciążenia. Umieszczenie tranzystora *T1* wewnątrz pętli sprzężenia zwrotnego umożliwia wzmacniaczowi *W1* pełne naładowanie kondensatora *C*. W czasie pamiętania tranzystor *T1* jest wyłączony, a *T2* — włączony. Przewodzący tranzystor *T2* zamyka pętlę sprzężenia zwrotnego wzmacniacza *W1*. Rezystancja wejściowa układu próbkującego nieodwracającego z pamięcią, przedstawionego na rys. 4.145b, jest duża, a wyjściowa — mała.

Dwa proste praktyczne układy próbkujące nieodwracające z pamięcią, w których zastosowano znane z poprzedniego punktu (p. 4.5) wzmacniacze μA 777 i μA 776 przedstawiono na rys. 4.146 [4.73], [4.69]. W pierwszym z nich (rys. 4.146a) ładowanie kondensatora pamięciowego *C* odbywa się przez tranzystory *T1*, *T2* typu MOSFET z kanałem wzbogaconym — po podaniu impulsu próbkującego. W czasie pamiętania oba tranzystory: *T1* i *T2* są wyłączone i jedynym obciążeniem kondensatora *C* jest wzmacniacz operacyjny μA 777 o bardzo dużej rezystancji wejściowej (pracuje w połączeniu wtórnikowym). Tym samym błąd pamiętania będzie bardzo mały, mimo obciążenia układu.

Jak już wspomniano, wzmacniacz ładujący w układzie próbkującym z pamięcią powinien mieć dużą szybkość zmiany napięcia wyjściowego, aby błąd próbkowania był niewielki, natomiast wzmacniacz obciążający kondensator pamięciowy — bardzo mały wejściowy prąd polaryzujący, aby czas pamiętania mógł być odpowiednio długi. W związku z tym najbardziej odpowiednie są tutaj wzmacniacze operacyjne z wejściami FET, lecz są one jeszcze stosunkowo kosz-

towne i mają nieco większe napięcie niezrównoważenia oraz większy dryf temperaturowy tego napięcia niż wzmacniacze operacyjne z tranzystorami bipolarnymi na wejściach. Bardzo przydatny w układach próbkujących z pamięcią jest tani, programowany wzmacniacz operacyjny μA 776, który może zmieniać swój parametr — szybkość zmiany napięcia wyjściowego w zależności od prądu progra-



4.146. Układy próbkujące z pamięcią

a — ze wzmacniaczem operacyjnym μA 777 i tranzystorami typu MOSFET, b — ze wzmacniaczem μA 776

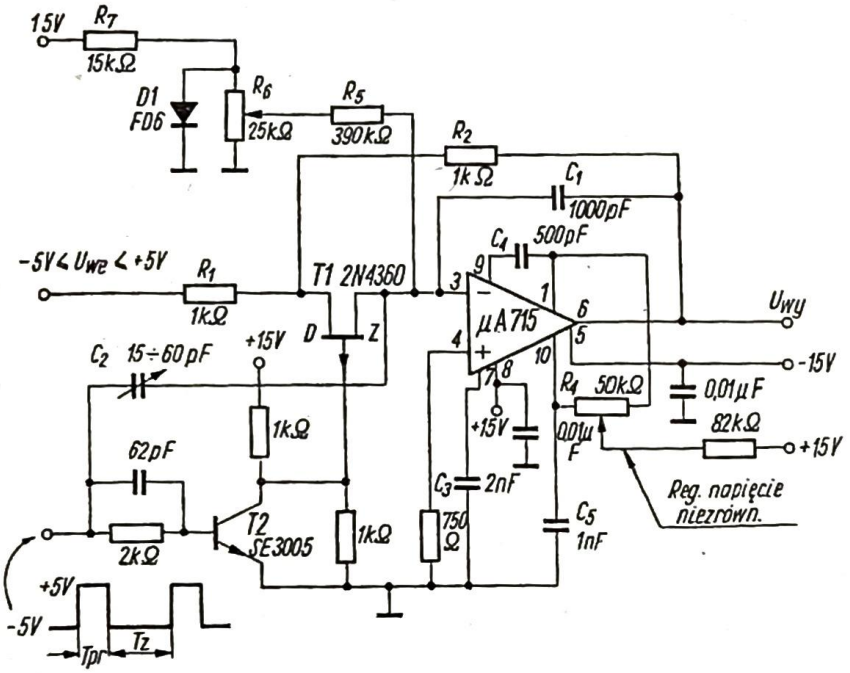
mującego I_{PR}. Jednocześnie ze zmianą prądu I_{PR} zmienia się wejściowy prąd polaryzujący od wartości 50 nA w czasie próbkowania do wartości 0,75 nA — w czasie pamiętania (jest to rząd prądu polaryzującego we wzmacniaczach operacyjnych z wejściami FET).

Układ próbkujący z pamięcią zbudowany na wzmacniaczu μA 776 jest przedstawiony na rys. 4.146b. W czasie próbkowania tranzystor polowy *T1* jest włączony i kondensator pamięciowy C_1 ładuje się do wartości napięcia równej chwilowemu napięciu wejściowemu U_{we}. To samo napięcie próbkujące +15 V, które włącza tranzystor *T1*, również powoduje przewodzenie tranzystora *T2*. W tym przypadku prąd I_{PR} wypływający ze wzmacniacza zwiększa swą wartość do około 100 μA, przez co wzrasta także szybkość narastania napięcia na wyjściu do blisko 5 V/μs. Gdy impuls próbkujący opadnie do wartości −15 V, to tranzystory *T1* i *T2* zostają wyłączone, a prąd I_{PR} zredukowany do wartości spoczynkowej 0,5 μA — określonej przez rezystor R_2. Ponieważ wejściowy prąd polaryzujący jest prawie wprost proporcjonalny do prądu I_{PR}, więc jego wartość maleje z 50 nA do 750 pA. Chociaż szybkość narastania napięcia wyjściowego również maleje, nie ma to jednak większego znaczenia, bo układ znajduje się

w stanie pamiętania. Kondensator C_2 zastosowano w celu filtracji zakłóceń związanych z przełączaniem tranzystora *T2*.

Przykład szybkiego układu próbkującego odwracającego z pamięcią, zawierającego wzmacniacz operacyjny μA 715, pokazano na rysunku 4.147 [4.74]. Tranzystor polowy *T1* pracuje jako przełącznik analogowy i w czasie gdy jest włączony wzmocnienie układu wynosi $-R_2/R_1 = -1$.

Zasada pracy tego typu układu została już podana wcześniej (rys. 4.144) i z tego względu opis zostanie ograniczony do omówienia roli dodatkowych elementów w układzie z rys. 4.147. Ze względu na istnienie w przełączającym

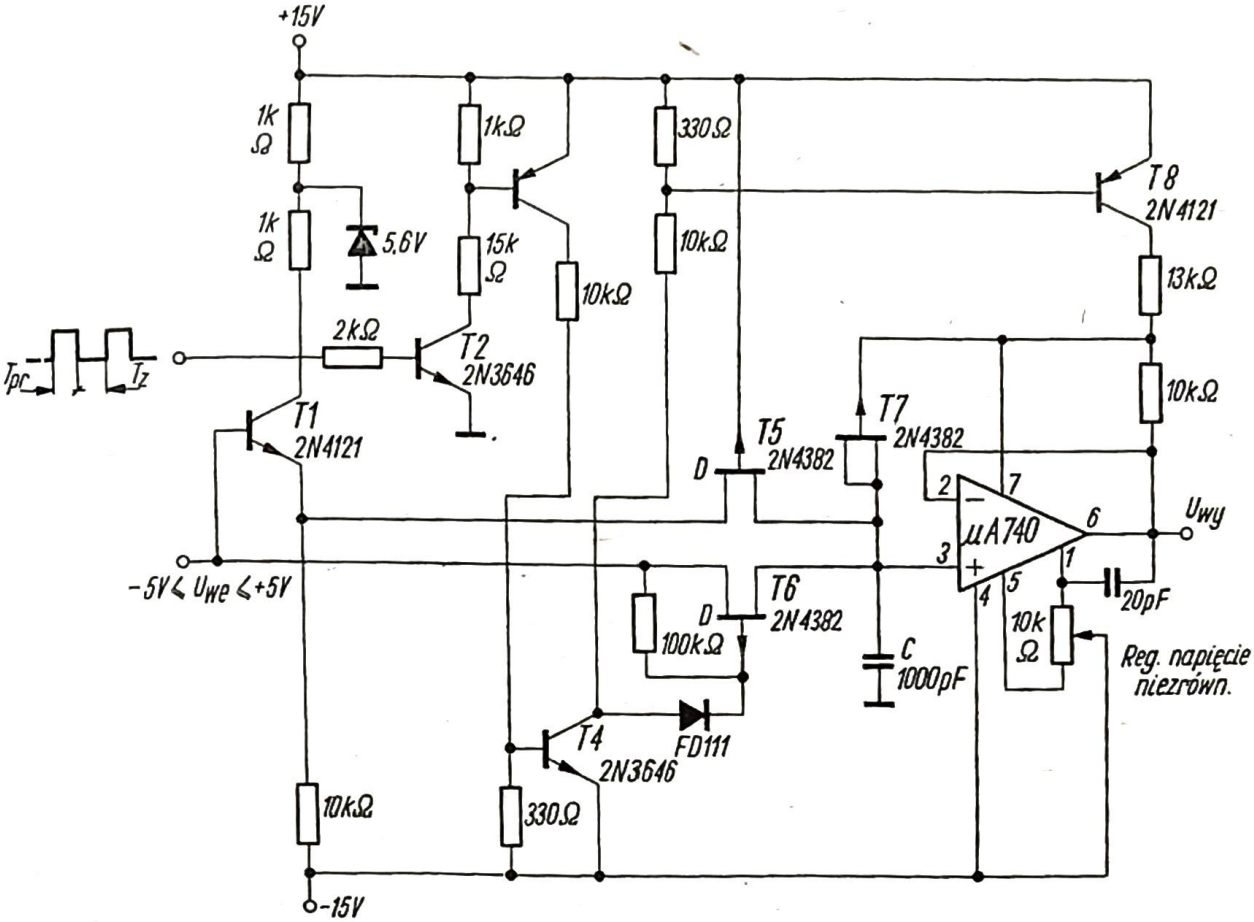


4.147. Układ próbkujący z pamięcią ze wzmacniaczem operacyjnym μA 715

tranzystorze polowym *T1* pewnej pojemności bramka-źródło, część sygnału sterującego przedostaje się na kondensator pamięciowy C_1 powodując błąd próbkowania. W celu skompensowania tego błędu doprowadza się do kondensatora pamięciowego przez C_2 część sygnału sterującego w przeciwnej fazie (z wejścia sygnału sterującego). W okresie pamiętania następuje wolne rozładowanie kondensatora pamięciowego przez rezystancję wejściową wzmacniacza operacyjnego. Ten błąd jest kompensowany przez dostarczanie skompensowanego termicznie prądu polaryzującego z oddzielnego źródła, składającego się z R_5, R_6, R_7 i *D1*. Potencjometr R_4 służy do zerowania napięcia niezrównoważenia. Elementy C_3, C_4, C_5 zastosowano w celu kompensacji częstotliwościowej wzmacniacza operacyjnego μA 715. Przy zastosowaniu elementów pokazanych na rysunku można próbkować napięcie wejściowe w zakresie od -5 V do $+5$ V. Uzyskuje się czas ładowania z dokładnością $\pm 0{,}05\%$ równy 10 μs dla $C_1 =$ $= 1000$ pF, a 1 μs przy pojemności C_1 zmniejszonej do 100 pF. Niestabilność cieplna w okresie pamiętania jest równa około 0,001%/°C przy czasie pamiętania 100 μs.

Bardziej rozbudowany układ próbkujący nieodwracający z pamięcią, w którym zastosowano wzmacniacz operacyjny μA 740 z wejściami FET, przedstawiono na rys. 4.148. Układ, mimo że nie nadaje się do pracy przy dużej częstotliwości

próbkowania, ma jednak dwie istotne zalety: kompensację wpływu napięcia sterującego na kondensator pamięciowy i kompensację wpływu napięcia wejściowego na kondensator pamięciowy w okresie pamiętania. W układzie zastosowano złączowe tranzystory polowe *P*-kanałowe 2 N 4382 o maksymalnej rezystancji



4.148. Układ próbkujący z pamięcią ze wzmacniaczem operacyjnym μA 740

w stanie włączenia $R_{wl\,max} = 350\,\Omega$ i maksymalnym prądzie upływowym równym 1 nA (temp. 25°C). Szybkość zmiany napięcia wyjściowego wzmacniacza operacyjnego μA 740, pracującego w połączeniu wtórnikowym, wynosi 6 V/μs, a wejściowy prąd polaryzujący — 2 nA. Istotną sprawą jest dobór wartości kondensatora pamięciowego *C*. Stała czasowa ładowania kondensatora *C* jest równa:

$$\tau_1 = (R_{wy} + R_{wl})C \tag{4.142}$$

gdzie:

R_{wy} — rezystancja wyjściowa układu ładującego,

R_{wl} — rezystancja przełącznika w stanie włączenia,

C — pojemność kondensatora pamięciowego.

Czas ładowania potrzebny do ustalenia się napięcia na kondensatorze z dokładnością 1% musi być nie mniejszy niż $4{,}6\tau_1$, z dokładnością 0,1%—$6{,}9\,\tau_1$ i 0,01%—$9{,}2\,\tau_1$. Zakładając czas ładowania równy 10 μs i dokładność lepszą od 0,1% dla pełnego zakresu zmian napięcia wejściowego, można określić maksymalną wartość kondensatora *C*. Przyjmując $R_{wy} = 1$ kΩ, otrzymuje się:

$$\tau_1 = (R_{wy} + R_{wl})C = (1\,\text{k}\Omega + 350\,\Omega)C$$

a zatem przy

$$\tau_1 = \frac{10 \cdot 10^6}{6{,}9} = 1{,}45\ \mu s$$

można obliczyć

$$C = \frac{1{,}45 \cdot 10^{-6}}{1{,}35 \cdot 10^3} = 1074\ pF$$

W układzie z rys. 4.148 kondensator C dobrano równy 1000 pF. Zmiana napięcia na kondensatorze w czasie pamiętania powinna być mała w porównaniu z przyjętą dokładnością. Zakładając, że prąd upływowy jest równy wejściowemu prądowi polaryzującemu wzmacniacz μA 740, otrzymuje się szybkość zmiany napięcia na kondensatorze równą:

$$dU_C/dt = 2 \cdot 10^{-9}/1000 \cdot 10^{-12} = 2\ V/s$$

Dobierając czas pamiętania równy np. 100 μs, można pominąć błąd pamiętania (przy założonej 0,1% dokładności).

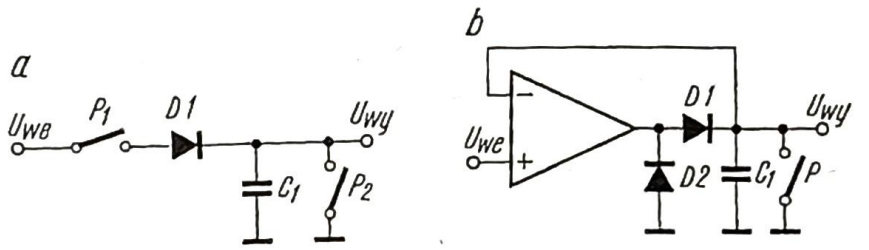
Przyczyną przenikania części sygnału sterującego na kondensator pamięciowy jest istnienie pojemności bramka-źródło tranzystora *T6*. Wartość napięcia, która przenosi się na kondensator C, nie jest stała, lecz jest funkcją napięcia wejściowego, ponieważ napięcie bramki tranzystora *T6* jest równe U_{we} w czasie próbkowania, a rośnie do $+U_Z$ — w czasie pamiętania. Z tego powodu pojemność bramka-źródło tranzystora *T6* jest nieliniową funkcją napięcia i przyjmuje różne wartości zależnie od poziomu sygnału U_{we}. Do kompensacji tej nieliniowej pojemności tranzystora *T6* wprowadzono sygnał korekcyjny przez stopień *T8* odwracający fazę oraz przez pojemność bramka-kanał dodatkowego tranzystora *T7* o podobnej nieliniowości. Amplituda napięcia kompensującego jest funkcją napięcia wyjściowego wzmacniacza operacyjnego i tym samym zależy od napięcia U_{we}.

W czasie pamiętania zmiany napięcia wejściowego przenoszą się na kondensator pamięciowy przez pojemność przełącznika analogowego (*T6*). Wystarczy aby pojemność ta wynosiła 1 pF (w stosunku do pojemności C = 1000 pF), aby błąd pamiętania miał wartość 0,1%. W celu kompensacji efektu przenikania napięcia wejściowego, sygnał U_{we} zostaje odwrócony w układzie *T1* o wzmocnieniu −1 i podany przez złączowy tranzystor polowy *T5* na kondensator pamięciowy. Tranzystor *T5* jest taki sam jak *T6* — co stwarza warunki idealnej kompensacji napięcia przenikającego w czasie pamiętania.

Produkowane są również w pełni scalone układy próbkujące z pamięcią, zawierające wzmacniacz wejściowy, przełącznik analogowy, wzmacniacz wyjściowy z wejściami typu FET i układ sterujący dostosowany do poziomów logicznych układów cyfrowych TTL. Przykładem są np. układy produkowane przez firmę National Semiconductor dla napięć $U_{we} = \pm 10$ V w obudowie 12-końcówkowej TO-8 typu LH 0023/LH 0023 C (o dużej dokładności) i typu LH 0043/LH 0043 C (o dużej szybkości pracy).

4.6.2
DETEKTORY SZCZYTOWE

Jak już wspomniano, detektory szczytowe są podobne pod wieloma względami do układów próbkujących z pamięcią. Różnią się przede wszystkim tym, że zamiast sterowanego przełącznika analogowego mają diodę, która w połączeniu z kondensatorem tworzy układ samoczynnie zapamiętujący wartość maksymalną sygnału wejściowego.



4.149. Detektory szczytowe
a — układ podstawowy,
b — układ ze wzmacniaczem operacyjnym

Rozróżnia się detektory szczytu dodatniego i ujemnego, pracujące w układach nieodwracających lub odwracających — najczęściej o wzmocnieniu równym jedności. Są również stosowane detektory napięć międzyszczytowych (peak-to-peak detectors).

Zasadę pracy detektora szczytu dodatniego ilustruje układ podstawowy przedstawiony na rys. 4.149a. Zasadniczymi elementami układu są dioda *D1* i kondensator pamięciowy C_1. W czasie wykrywania szczytu przełącznik P_1 jest włączony, a P_2 — wyłączony. Dioda *D1* pełni jak gdyby rolę klucza sterowanego napięciem wejściowym U_{we} i pozwala na przepływ prądu ładującego kondensator C_1 tylko w jednym kierunku. Gdy napięcie U_{we} staje się mniejsze niż U_{wy} (pomijając spadek napięcia na diodzie), to dioda zostaje spolaryzowana w kierunku zaporowym, zanika przepływ prądu i kondensator zapamiętuje wartość napięcia szczytu. Przy kasowaniu zostaje otwarty przełącznik P_1 i zamknięty P_2. W pewnych zastosowaniach przetrzymuje się zapamiętaną wartość szczytową napięcia i wtedy detektor szczytu nazywa się wydłużaczem impulsu. Przez zmianę kierunku włączenia diody *D1* powstaje detektor szczytu ujemnego.

Jeśli przełącznik P_1 jest zamknięty, to należy uwzględnić prąd upływowy I_{UP} diody *D1*, który powoduje opadanie napięcia zapamiętanego na kondensatorze z szybkością:

$$\Delta U_{wy}/\Delta t = I_{UP}/C_1 [\mathrm{V/s}] \tag{4.143}$$

Przyłączenie obciążenia R_L równolegle do C_1 powoduje wykładnicze rozładowanie kondensatora pamięciowego ze stałą czasową $\tau = R_L C_1$.

Układ przedstawiony na rys. 4.149a ma szereg wad. Najważniejszą jest to, że przy pomiarach dokładnych nieliniowy spadek napięcia na diodzie *D1* jest trudny do kompensacji, szczególnie w przypadku, gdy dokładność detektora ma być niezależna od zmian temperatury oraz właściwości amplitudowych i częstotliwościowych sygnału wejściowego.

Jeśli układ z rys. 4.149a zostanie włączony do pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza operacyjnego, to wady układu podstawowego zostaną w znacznym stopniu wyeliminowane. Jednak tego rodzaju układ detektora szczytu wymaga bardzo starannej kompensacji częstotliwościowej, ponieważ przy szybkiej zmianie napięcia wejściowego mogą pojawić się oscylacje w momencie zablokowania diody. W takim przypadku każdy przerzut byłby rejestrowany jako wartość napięcia szczytu. Eliminacja przerzutów może być trudna, gdy w układzie detektora pracują dwa lub więcej wzmacniaczy operacyjnych, włączonych do tej samej pętli sprzężenia zwrotnego. Należy również pamiętać o tym, że właściwa kompensacja częstotliwościowa detektora szczytu powinna uwzględniać charakter obciążenia. Pozostaje też problem zabezpieczenia przed przeciążeniem wzmacniacza operacyjnego po wykryciu szczytu, ponieważ w chwili zablokowania diody zostaje przerwana pętla sprzężenia zwrotnego.

Na rys. 4.149b pokazano detektor szczytu dodatniego zbudowany z wykorzystaniem wzmacniacza operacyjnego, w którym dioda *D1* została włączona w obwód ujemnego sprzężenia zwrotnego. Wzmocnienie układu wynosi 1 i nie ma tu odwrócenia fazy szczytu napięcia wejściowego, ponieważ wzmacniacz pracuje w połączeniu wtórnikowym. Ponieważ dioda *D1* została włączona w pętlę sprzężenia zwrotnego, to spadek napięcia na niej w kierunku przewodzenia jest dzielony przez wzmocnienie wzmacniacza z otwartą pętlą. Wzmacniacz operacyjny pobiera ze źródła sygnału wejściowego tylko prąd polaryzujący. Czas narastania napięcia na wyjściu detektora jest w zasadzie zależny tylko od prądowych możliwości wyjściowych wzmacniacza i nie zależy od stałej czasowej $r_P C_1$, gdzie r_P jest rezystancją diody przy przewodzeniu. Z tego względu szybkość zmiany napięcia wyjściowego przy założeniu prądu wyjściowego wzmacniacza I_{max} jest równa:

$$\Delta U_{wy}/\Delta t = I_{max}/C_1 \text{ [V/s]} \qquad (4.144)$$

i nie jest większa od katalogowej szybkości zmiany napięcia na wyjściu wzmacniacza operacyjnego. Dioda *D1* została włączona w celu zabezpieczenia wzmacniacza przed przeciążeniem, w czasie gdy napięcie na jego wyjściu osiąga ujemny stan nasycenia oraz w celu ograniczenia wstecznego napięcia diody *D2*. Dioda *D2* powinna być dobrana ze względu na wartość prądu, który płynie przez nią w czasie, gdy ogranicza ujemny poziom napięcia nasycenia wzmacniacza.

Aby błąd pamiętania po wykryciu szczytu był jak najmniejszy, najkorzystniej jest stosować wzmacniacz operacyjny z wejściami FET — zarówno ze względu na prąd polaryzujący wejście odwracające, jak i obciążenie od strony wyjścia kondensatora pamięciowego.

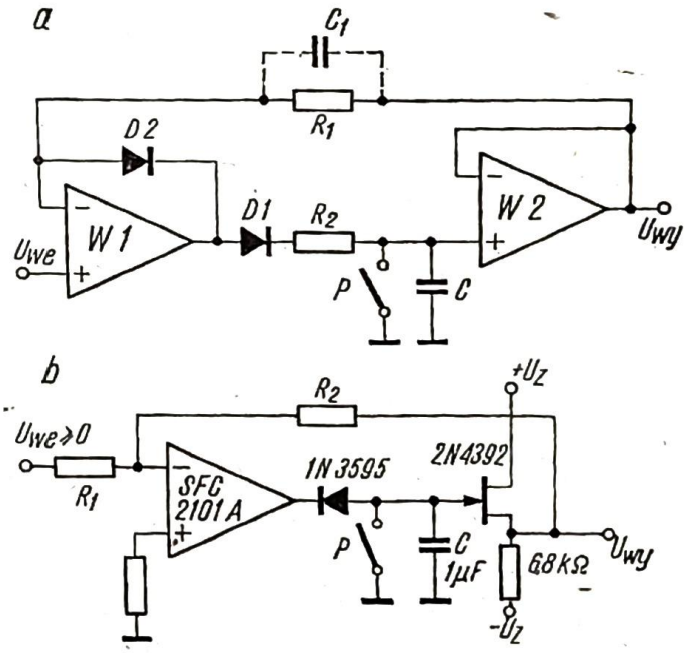
Detektor szczytu dodatniego przedstawiony na rys. 4.149b łatwo można przebudować na detektor szczytu ujemnego zmieniając kierunek włączenia diod *D1* i *D2*.

Obydwa układy przedstawione na rys. 4.149 równie dobrze można nazwać wydłużaczami wartości maksymalnych sygnału wejściowego lub wydłużaczami impulsów — zależnie od tego, jaką postać ma sygnał wejściowy. Różnica między

detektorem szczytu a wydłużaczem impulsu polega przede wszystkim na funkcji, którą spełniają w konkretnym układzie. Detektor szczytu ma zadanie informować, w którym momencie sygnał wejściowy osiąga kolejne wartości maksymalne. Zwykle sprawą drugorzędną jest pamiętanie tych wartości, ponieważ kasowanie detektora może być przeprowadzone np. po czasie potrzebnym na zapis pozycji zarejestrowanych szczytów. A zatem w przypadku detekcji szczytów wygodniej jest korzystać ze skoku napięcia na wyjściu wzmacniacza operacyjnego, tzn. wyjście układu umiejscowić przed diodą ładującą kondensator pamięciowy.

Wydłużacze impulsów są układami, w których sprawami istotnymi są zarówno moment wykrycia szczytu, jak i przetrzymanie jego amplitudy na pewien okres czasu. Przykładem zastosowania wydłużacza impulsów są impulsowe przetworniki analogowo-cyfrowe [4.72], [4.77], [4.78], [4.79], [4.80]. W niektórych przetwornikach, np. opartych na metodzie kompensacyjnej, czas pamiętania musi być równy całkowitemu czasowi przetwarzania, w innych — np. opartych na metodzie czasowej — amplituda impulsu musi być pamiętana do chwili rozpoczęcia liniowego rozładowania. Bardzo ważnym parametrem wydłużacza impulsów jest dobra liniowość zależności napięcia wyjściowego od napięcia wejściowego. Z tego względu wydłużacze impulsów pracują zawsze w układach z ujemnym sprzężeniem zwrotnym, co w sposób zasadniczy zmniejsza nieliniowość wynikającą z nieliniowej charakterystyki diody.

Dwa proste układy wydłużaczy impulsów przedstawiono na rysunku 4.150. Układ z dwoma wzmacniaczami operacyjnymi (rys. 4.150a) jest przewidziany dla impulsów o polaryzacji dodatniej, ma wzmocnienie napięciowe równe jeden



4.150. Wydłużacze impulsów
a — z dwoma wzmacniaczami operacyjnymi,
b — ze wzmacniaczem operacyjnym SFC 2101 A i tranzystorem złączowym FET

i nie odwraca fazy impulsu wejściowego. Wzmacniacz *W2* pracuje w połączeniu wtórnikowym i jest włączony do pętli sprzężenia zwrotnego. Działanie układu jest podobne do działania detektora szczytu dodatniego z rys. 4.149b. Gdy impuls wejściowy zaczyna opadać, to dioda *D1* zostaje zablokowana i amplituda

impulsu jest zapamiętywana na kondensatorze C. W czasie pamiętania dioda $D2$ przewodzi i zamyka pętlę sprzężenia zwrotnego dla wzmacniacza $W1$, co tym samym zabezpiecza wzmacniacz $W1$ przed przeciążeniem. Kondensator C_1 zastosowano w celu dobrania odpowiedniej kompensacji częstotliwościowej, aby uniknąć oscylacji przy szybkich narastaniach impulsów wejściowych.

Nieco inny układ wydłużacza impulsów jest pokazany na rys. 4.150b [4.2]. Zamiast wzmacniacza operacyjnego $W2$ z poprzedniego rysunku, zastosowano tutaj wtórnik źródłowy na tranzystorze polowym typu 2 N 4392, włączony do pętli sprzężenia zwrotnego. Układ jest w zasadzie detektorem szczytu dodatniego, ale typu odwracającego. Wzmocnienie układu może być dobierane za pomocą rezystorów R_1 i R_2, a więc napięcie wyjściowe jest równe:

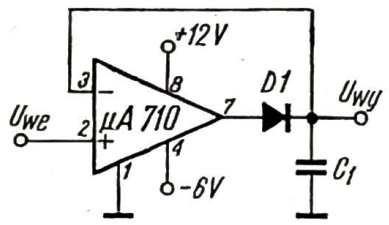
$$U_{wy} = -U_{we\,max} R_2/R_1 \tag{4.145}$$

Szybkość opadania napięcia wyjściowego w okresie wydłużania jest równa 1 mV/s.

Przełączniki P umieszczone w układach z rys. 4.150 mają znaczenie symboliczne i przedstawiają możliwość połączenia wydłużacza impulsów z odpowiednimi układami logicznymi sterującymi jego pracą.

Układy tego rodzaju służą zwykle do zapamiętywania na okres kilku lub kilkunastu mikrosekund amplitudy impulsów o czasie narastania rzędu od kilkudziesięciu nanosekund do kilkunastu mikrosekund. Dlatego na ogół nie stosuje się zbyt dużych pojemności kondensatora C (np. kilkaset — kilka tysięcy pF). Zbyt długie czasy narastania impulsów wejściowych będą pogarszały dokładność wykrywania szczytów i wprowadzały opóźnienia czasowe w ich wykryciu. W skrajnym przypadku przy bardzo długich czasach narastania układ przestaje pracować jako wydłużacz i napięcie na kondensatorze będzie nadążać za zmianami napięcia wejściowego.

Oprócz wzmacniaczy operacyjnych w układach detektorów szczytowych mogą być również stosowane komparatory. Ilustrację takiego detektora stanowi układ przedstawiony na rys. 4.151 [4.1]. Sygnał wejściowy o polaryzacji do-



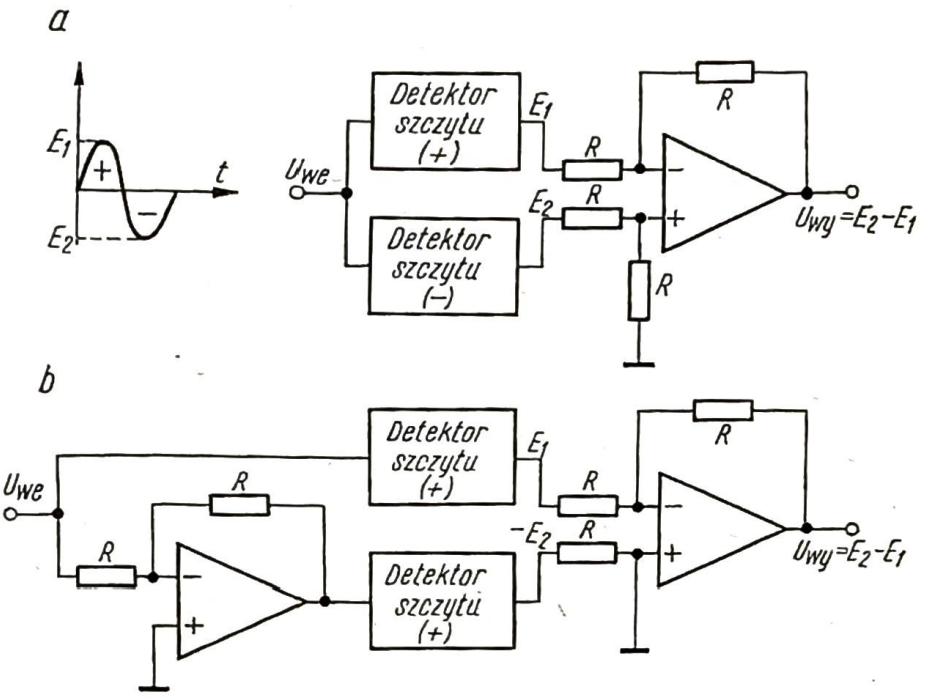
4.151. Detektor szczytowy z komparatorem μA 710

datniej podawany jest na nieodwracające wejście komparatora μA 710. Układ pamiętający składa się z diody $D1$ i kondensatora C_1. Napięcie z kondensatora C_1 jest podawane na wejście odwracające komparatora. Układ działa jak wzmacniacz o wzmocnieniu 1 ze sprzężeniem zwrotnym. Kondensator oprócz funkcji zapamiętywania zapewnia jednocześnie kompensację częstotliwościową układu. Dobrano celowo wartość równą 1 μF (nie mniejszą), aby uchronić się przed oscylacjami amplitudy po wykryciu szczytu. Parametry układu są następujące: dokładność wykrycia szczytu 5 mV przy czasach trwania impulsów rzędu 100 ns, zakres zmian napięcia wyjściowego — ograniczony do wartości od 0 do +2,5 V,

co wynika z napięć zasilających komparator. Szybkość opadania napięcia na kondensatorze, spowodowana przepływem wejściowego prądu polaryzującego, wynosi około 1 V/20 ms.

W pewnych przypadkach buduje się również detektory napięć międzyszczytowych. Do ich budowy wykorzystuje się omówione wcześniej detektory szczytów dodatnich i ujemnych.

Dwa detektory tego typu przedstawiono na rys. 4.152. Na wejście układu z rys. 4.152a podaje się sygnał bipolarny o amplitudzie części dodatniej E_1 i amplitudzie części ujemnej E_2. Detektory szczytowe wykrywają obie wartości



4.152. Układy detektorów napięć międzyszczytowych
a — z zastosowaniem detektorów szczytu dodatniego i ujemnego,
b — z zastosowaniem dwóch detektorów szczytu dodatniego

amplitud: E_1 i E_2, które z kolei podaje się na wzmacniacz operacyjny o wejściu różnicowym. Na wyjściu układu otrzymuje się sygnał równy różnicy obu amplitud:

$$U_{wy} = E_2 - E_1 \tag{4.146}$$

W układzie z rys. 4.152b, który spełnia identyczną funkcję jak układ z rys. 4.152a, pokazano jak można to samo osiągnąć przy użyciu dwóch detektorów szczytu dodatniego.

LITERATURA

4.1. The applications of linear microcircuits; SGS, vol. 1 and 2 (1969).
4.2. *Gazin J. F.*: Manuel d'applications CIL — tome 1 — Les amplificateurs operationnels; Sescosem (1972).
4.3. *Graeme J. G.*: *Tobey G. E.*, *Huelsman L. P.*: Operational amplifiers design and applications; Burr Brown Research Company, McGraw-Hill (1971).

4.4. *Vander Kooj M. K.*: Applications of the μA 777; Fairchild Semiconductor Application Brief — 168 (1971).
4.5. *Dobkin R. C.*: Operational amplifier circuit collection; National Semiconductor AN-31 (1970).
4.6. Applications of the μA 741 operational amplifier; Fairchild Semiconductor Application Note 289 (1972).
4.7. The μA 715 — a versatile high speed operational amplifier, Fairchild Semiconductor Application Brief 121 (1969).
4.8. *Routh W. S.*: An application guide for operational amplifiers; National Semiconductor (1969).
4.9. *Doyle N.*: Some useful signal processing circuits using FETs and operational amplifiers; Fairchild Semiconductor Application Note 243 (1971).
4.10. FET circuit applications; National Semiconductor AN-32 (1970).
4.11. *Garza R. P.*: Getting power and gain out of the μA 741 type operational amplifier; Electronics, Febr. 1, p. 99 (1973).
4.12. Katalog firmy Siemens (1972/73).
4.13. *Siemens*: Design examples of semiconductor circuits (1973).
4.14. *Nadachowski M.*: Źródła napięcia odniesienia o wysokiej stabilności, PTJ nr 15 (1971).
4.15. National Semiconductor, Linear applications (1972).
4.16. *Accardi L.*: Self-stabilized Zener insures constant current in op. amp. voltage reference, El. Des. 26, Dec. 21 (1972).
4.17. Signetics, Linear applications (1969).
4.18. Fairchild Semiconductor; μA 725 instrumentation applications, Application reports.
4.19. Analog Devices; Charge amplifier, Electr. Eng., March (1972).
4.20. *Seely S.*: Układy elektroniczne, WNT (1972).
4.21. *Fullagar D.*: Better understanding of FET operation yields viable monolithic J-FET op amp., Electronics, Nov. 6 (1972).
4.22. *Kesner D., Botos B.*: The control engineers guide integrated circuit applications, Control Engineering, (July 1971), Part II.
4.23. *Niu G.*: Get wider dynamic range in a log amp., El. Des. 4, Feb. 15 (1973).
4.24. Fairchild Semiconductor; An arithmetic analog computer using μA 735 logarithmic amplifiers, Application report.
4.25. Fairchild Semiconductor; Four quadrant analog multiplier, Application Brief 54.
4.26. Fairchild Semiconductor; The μA 795, a low cost monolithic multiplier, Application report.
4.27. *Eimbinder J.*: Application considerations for linear integrated circuits, Wiley-Interscience (1970).
4.28. *Benssason A.*: Wzmacniacze pasmowe — analiza i obliczanie, WNT (1972).
4.29. *Slawski G. N.*: Radiowe czynne układy selektywne RC i RLC, WKŁ (1969).
4.30. *Guillet J. P.*: Reseaux actifs filtres, Masson et Cie, Paris (1971).
4.31. *Mitra S. K.*: Active inductorless filters, IEEE Press, Inc., New York (1971).
4.32. *Nanthoulis E.*: Synthesis of active low-pass filters, Central Application Laboratory, Philips Product Division Electronic Component and Materials (1973).
4.33. *Olsen D. E.*: Speed active multipole filter design, Electr. Des. 24, Nov. 23 (1972).
4.34. *Stapp I. P.*: Brief FORTRAN program for active low-pass filters, Electronics, Jan. 17 (1972).
4.35. *Al-Nasser F.*: Tables shorten design time for active filters, Electronics, Oct. 23 (1972).
4.36. Fairchild Semiconductor; Active filters with gain using the μA 725, Application report.
4.37. *Georgiu V. J.*: Voltage-tuned filter varies center frequency linearly, Electronics, Nov. 6 (1972).
4.38. *Doyle N.*: Some useful signal processing circuits using fets and op. amp's., Fairchild application note 243, Jan. (1971).
4.39. National Semiconductor; A fast integrated follower with low input current, Application note 5 (1968).
4.40. *Zicko P.*: Solve filter parameter problems, El. Des. 6, March 16 (1972).

4.41. *Ioannides P. G.*: RC elements improve active-filter performance, Electr. Eng. (May 1972).
4.42. *Cushing P.*: Tunable active filter has switchable response, Electronics, Jan. 4 (1973).
4.43. *Russell H. T.*: Design active filters with less effort, El. Des. 1, Jan. 7 (1971).
4.44. *Dobkin B.*: High Q notch filter, National Semiconductor, Linear brief 5 (1969).
4.45. *Rowe N. B.*: Designing a low-frequency active notch filter, Electr. Eng. (April 1972).
4.46. *Brandt R.*: Active resonators save steps in designing active filters, Electronics, April 24 (1972).
4.47. *Jenkins J.*: Active filter has separate band and frequency controls, Electronics, Sept. 11 (1972).
4.48. *Mattera L.*: Active filters get more of the action, Electronics, June 19 (1972).
4.49. *Tow I.*: Step by step active filter design, IEEE Spectrum, Dec. (1969).
4.50. *Weiner M., Schneider D.*: Linearize analog signals with high accuracy, El. Des. 24, Nov. 23 (1972).
4.51. Intersil Ltd.: A log./antilog. op. amp., Electr. Eng., Dec. (1972).
4.52. National Semiconductor: Monolithic operational amplifiers the universal linear component, Application note 4, April (1968).
4.53. Fairchild Semiconductor: The operation and use of a fast integrated circuit comparator, Application Note 116 (1966),
4.54. Holtman P.: μA 760 — A high speed monolithic voltage comparator; Fairchild Semiconductor Application Note nr 311 (1972).
4.55. National Semiconductor: Precision IC comparator runs from 5 V logic supply; AN-41 (1970).
4.56. *Kramer J.*: Use an op amp for simple Schmitt trigger, Electronic Design, 2, p. 57 (1972).
4.57. *Laughter J.*: TTL gates speed up pulse height analysis; Electronics, Aug. 14 (1972).
4.58. Fairchild Semiconductor, Applications of the μA 777, Application brief 168.
4.59. *Mann R.*: Clock oscillator guaranteed to start, El. Des. 2, Jan 20 (1972).
4.60. *Standke W.*: Stable square-wave generator provides broad bandwidth, Electronics, Feb. 14 (1972).
4.61. *Bracho S.*: Vary both slopes in novel triangle generator, Electr. Eng., Feb. (1973).
4.62. *Larsen D. G.*: Triangle-wave generator keeps slopes constant as amplitude changes, El. Des. 20, Sept. 28 (1972).
4.63. *Tribolet I. P.*: Original sawtooth generator, Electr. Eng., Dec. (1972).
4.64. *Graeme J.*: Op. amps. generate precision staircase, Electronics, Jan. 31 (1972).
4.65. *Strange M.*: Staircase generator resists output drift, Electronics, Dec. 4 (1972).
4.66. Fairchild Semiconductor; μA 733 oscillators, Application report.
4.67. RCA Solid State; Data book series, Linear integrated circuits and MOS devices, Application notes (1972).
4.68. *Sigdell J. E.*: A principle for capacitance measurement suitable for linear evaluation of capacitance transducers, IEEE Trans. on Instr. and Measurement, vol. IM-21, No 1, Feb. (1972).
4.69. Fairchild Semiconductor; The μA 776, an operational amplifier with programmable gain, bandwidth, slew-rate, and power dissipation, Application note 218.
4.70. Intersil Ltd.: A precision waveform generator and voltage controlled oscillator, Application bulletin A 012, (1972).
4.71. *O'Neil B.*: Waveform generator chips help the circuit designer, Electronics, Nov. 20(1972).
4.72. *Libura A. L., Nadachowski M.*: Przetworniki analogowo-cyfrowe, WNT (1973).
4.73. Fairchild Semiconductor; The complete linear book, Application note (1972).
4.74. Fairchild Semiconductor; A high speed sample and hold using the μA 715, Application note 271.
4.75. *English M. J.*: An improved sample and hold circuit using the μA 740, Application brief 165.
4.76. *Kalisz J., Orzechowski T., Radecki P., Wlecial A.*: Cyfrowe układy scalone TTL i ich zastosowanie, Seria: Aparatura i technika pomiarowa, PTJ, nr 64 (1971).

4.77. *Kulka Z., Nadachowski M.*: Przetworniki analogowo-cyfrowe o wysokiej dokładności do analizy amplitudy impulsów, PTJ, nr 5 (1970).
4.78. *Kulka Z., Nadachowski M.*: Nowe metody zamiany analogowo-cyfrowej, PTJ, nr 12 (1970).
4.79. *Bayer R., Koba T., Kulka Z., Nadachowski M.*: Przetworniki analogowo-cyfrowe amplitudy impulsów, Post. Radiotechniki, nr 77 (1972).
4.80. *Hoffman Z., Kulka Z., Sawicki A.*: Automatic data acqusition and registration from mass spectrometer, Nukleonika, tom XVII, nr 3—4 (1972).

5

SCALONE STABILIZATORY NAPIĘCIA I PRĄDU STAŁEGO ORAZ ICH ZASTOSOWANIE

5.1 WSTĘP

Wymagania stawiane źródłom zasilania napięcia stałego w elektronicznych układach analogowych i cyfrowych są często bardzo wysokie. Ponieważ parametry zasilacza wpływają w sposób zasadniczy na jakość pracy urządzenia elektronicznego, więc uzyskanie wysokostabilnych stałych napięć zasilających jest szczególnie ważne, np. w wielu elektronicznych układach fizyki doświadczalnej. W ostatnim przypadku, oprócz zwykłych wymagań co do stabilności napięcia wyjściowego w funkcji zmian napięcia wejściowego i prądu obciążenia, bardzo istotna jest stabilność temperaturowa i długoczasowa napięcia stabilizowanego. Bardzo często wymagana jest również duża odporność źródła zasilania na przeciążenia i zwarcia na jego wyjściu, co pociąga za sobą konieczność stosowania specjalnych układów zabezpieczających. Na koniec, zasilacz stabilizowany, będący zwykle źródłem kilku napięć zasilających, musi być urządzeniem w pełni niezawodnym.

Polepszenie parametrów konwencjonalnego stabilizatora napięcia zbudowanego z elementów dyskretnych jest możliwe drogą doboru lepszych i jednocześnie bardziej kosztownych elementów, np. zastosowania wysokostabilnych diod Zenera.

Jednak najlepsze właściwości przy stosunkowo niskiej cenie mają stabilizatory monolityczne. Scalenie większości elementów stabilizatora na małej powierzchni poprawia przede wszystkim jego własności temperaturowe dzięki silnemu sprzężeniu termicznemu elementów oraz stwarza warunki symetrii na ogół trudne do uzyskania w układach z elementami dyskretnymi.

Obecnie produkowane stabilizatory monolityczne dostarczają napięcia i prądy pokrywające potrzeby systemów cyfrowych i większości liniowych układów scalonych. Są układami miniaturowymi i znacznie upraszczają projektowanie oraz budowę układów zasilaczy stabilizowanych.

Niniejszy rozdział będzie poświęcony głównie stabilizatorom monolitycznym, zaliczanym do rodziny liniowych układów scalonych.

5.1.1
POJĘCIA PODSTAWOWE

Stabilizatorem napięcia stałego nazywamy układ dostarczający stałe napięcie wyjściowe niezależne od zmian w określonych granicach: napięcia wejściowego, prądu obciążenia i temperatury otoczenia.

W zależności od tego, czy jest to stabilizator napięcia czy prądu, wielkością stabilizowaną będzie napięcie wyjściowe U_{wy} lub prąd I_{wy}. Wielkość wyjściowa jest zawsze zależna od czterech zmiennych: napięcia wejściowego U_{we}, stabilizowanej wielkości wyjściowej (U_{wy} lub I_{wy}), temperatury T, czasu t, co można zapisać następująco:

$$U_{wy} = f(U_{we}, I_{wy}, T, t)$$

$$I_{wy} = f(U_{we}, U_{wy}, T, t)$$

Charakterystycznymi parametrami stabilizatorów będą więc w praktyce odpowiednie współczynniki stabilizacji:

$$\frac{\Delta U_{wy}}{U_{wy}} \text{ lub } \frac{\Delta I_{wy}}{I_{wy}} \text{ w funkcji zmian } U_{we}, I_{wy}, U_{wy}, T \text{ i } t.$$

Przy korzystaniu ze współczynników stabilizacji należy pamiętać, że są one zdefiniowane tylko wewnątrz obszaru stabilizacji i podane zwykle dla najgorszych warunków pracy. Wartości tych współczynników są na ogół wartościami średnimi dla danego zakresu zmian napięcia wejściowego, obciążenia, temperatury i czasu.

5.1.2
KLASYFIKACJA STABILIZATORÓW NAPIĘCIA I PRĄDU

Pod względem zasady działania stabilizatory można podzielić na dwa podstawowe typy:
— stabilizatory parametryczne,
— stabilizatory kompensacyjne.

Ze względu na sposób stabilizacji napięcia (lub prądu) rozróżnić należy:
— stabilizatory o działaniu ciągłym,
— stabilizatory impulsowe.

Stabilizatory pod względem konstrukcji i rodzaju elementów zastosowanych do ich budowy dzieli się na:
— stabilizatory zbudowane z elementów dyskretnych (tranzystorowe),
— stabilizatory z układami scalonymi.

Te ostatnie można z kolei podzielić na trzy grupy:

a) stabilizatory ze wzmacniaczami scalonymi,
b) scalone stabilizatory hybrydowe,
c) monolityczne stabilizatory scalone.

Dalej zostaną krótko scharakteryzowane poszczególne rodzaje stabilizatorów.

5.1.3
STABILIZATORY PARAMETRYCZNE

Wspólną cechą wszystkich stabilizatorów parametrycznych napięcia lub prądu jest brak zewnętrznej pętli sprzężenia zwrotnego, która zapewnia porównanie stabilizowanej wielkości wyjściowej z jej wartością przyjętą za odniesienie. Stabilizatory tego typu wykorzystują nieliniowe charakterystyki prądowo-napięciowe elementów użytych do ich budowy. Zmiana określonego parametru elementu stabilizującego daną wielkość przeciwdziała tu czynnikom destabilizującym na wejściu i wyjściu. Stosuje się tutaj powszechnie diody Zenera, warystory, termistory i ostatnio — karrektory. Karrektor (ang. „current regulator", ros. „карректор") jest elementem stabilizującym prąd przy zmianie napięcia i może być wykonany jako układ dwukońcówkowy z tranzystorem polowym FET lub scalony z tranzystorami bipolarnymi. Przykładem tego typu elementów jest seria karrektorów polowych firmy Motorola MCL 1300.

Sprawność stabilizatorów parametrycznych jest niska, trudno jest uzyskać małą rezystancję wyjściową i dostatecznie mały współczynnik stabilizacji. Z tych względów zastosowanie stabilizatorów parametrycznych ogranicza się do przypadków o niezbyt wygórowanych wymaganiach.

5.1.4
STABILIZATORY KOMPENSACYJNE O DZIAŁANIU CIĄGŁYM

Stabilizatory kompensacyjne w procesie stabilizacji porównują napięcie (lub prąd) stabilizowane z napięciem odniesienia i w przypadku pojawienia się różnicy tak działają na układ regulacyjny, że kompensuje on zmiany napięcia lub prądu wyjściowego. Jeśli np. wzrośnie napięcie wejściowe U_{we}, to następuje taka zmiana rezystancji układu regulacyjnego, aby spadek napięcia na nim był prawie równy zmianie napięcia U_{we} i napięcie stabilizowane U_{wy} pozostało stałe. Stabilizatory kompensacyjne o działaniu ciągłym budowane są z wewnętrznym i zewnętrznym obwodem sprzężenia zwrotnego.

W stabilizatorach o wewnętrznym sprzężeniu zwrotnym (są to stabilizatory niższej klasy) ten sam element porównuje i steruje zmianami wielkości stabilizowanej.

W stabilizatorach z zewnętrzną pętlą sprzężenia zwrotnego (powszechnie stosowanych) występuje oddzielnie układ regulacyjny i układ porównujący. Najczęściej układ porównujący jednocześnie wzmacnia różnicę między napięciem stabilizowanym i napięciem odniesienia. W stabili-

zatorach napięcia lub prądu stałego wyższej klasy z reguły stosuje się dodatkowy wzmacniacz sygnału niezrównoważenia (błędu) w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego.

Wzmacniacz błędu jest zwykle kilkustopniowym wzmacniaczem różnicowym o dużym wzmocnieniu, dużej rezystancji wejściowej, niskim poziomie szumów i niewielkim dryfie temperaturowym. Od właściwości wzmacniacza błędu zależą wartości współczynników stabilizacji i współczynnika temperaturowego stabilizatora.

Źródło napięcia odniesienia jest jednym z najważniejszych elementów stabilizatora napięcia czy prądu. Wpływ wzmacniacza błędu i innych układów stabilizatora na jego stabilność temperaturową jest zwykle o rząd wielkości mniejszy niż wpływ źródła napięcia odniesienia.

Diody Zenera używane jako źródła napięcia odniesienia powinny mieć możliwie najmniejszy współczynnik temperaturowy. Daje się to osiągnąć drogą dokładnej selekcji diod lub drogą kompensacji współczynników temperaturowych za pomocą elementów zewnętrznych lub też diod skompensowanych fabrycznie. Źródło napięcia odniesienia w stabilizatorach kompensacyjnych pracuje w korzystnych warunkach, gdyż prąd obciążenia źródła jest stały. Nie jest również tak krytyczny dobór rezystancji dynamicznej diody Zenera, która może być w takim przypadku większa, umożliwiając stosowanie 6 V diod o bliskim zeru współczynniku temperaturowym.

Wadą prostych, oporowo-diodowych źródeł napięcia odniesienia jest zależność napięcia odniesienia od napięcia zasilania źródła. Znaczne zwiększenie wartości szeregowej rezystancji jest niemożliwe, bo dioda Zenera wymaga zasilania odpowiednim prądem. W praktyce, rezystor szeregowy zastępuje się generatorem prądu o dużej rezystancji wewnętrznej.

Scalone stabilizatory napięcia mają własne wewnętrzne układy wytwarzania napięcia odniesienia. W większości układów skompensowane termicznie napięcie odniesienia uzyskuje się dwiema metodami: kompensacji diodowej i kompensacji napięć emiter-baza tranzystorów. Obydwa typy źródeł napięcia odniesienia będą omówione szczegółowo w p. 5.4.

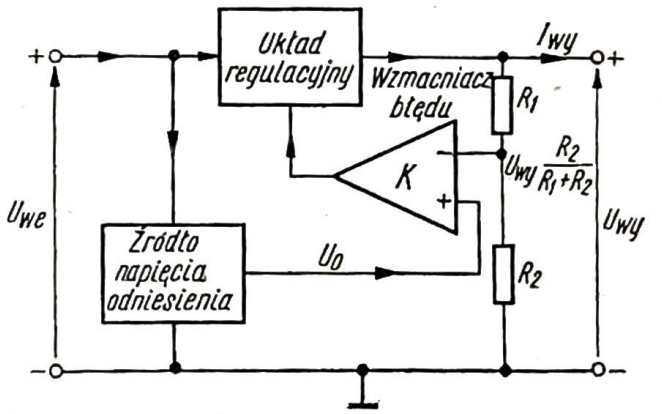
Stabilizatory, w których układ regulacyjny jest połączony równolegle z obciążeniem, nazywane są stabilizatorami równoległymi, a jeśli szeregowo — stabilizatorami szeregowymi.

Stabilizatory równoległe są w praktyce rzadko stosowane, ponieważ ich jedyną zaletą jest naturalne zabezpieczenie przeciwzwarciowe na wyjściu. Do wad natomiast należy zaliczyć: małą stabilność napięcia wyjściowego na skutek dużej wartości rezystancji wyjściowej, silną zależność napięcia wyjściowego od temperatury oraz małą ekonomiczność zasilania. Ta ostatnia wada stabilizatora równoległego polega na tym, że niezależnie od wartości prądu obciążenia pobierają one z układu zasilającego maksymalny prąd.

Szerokie zastosowanie znalazły natomiast stabilizatory pracujące szeregowo z obciążeniem i układem wejściowym. W stabilizatorze takim napięcie wyjściowe jest stabilizowane zarówno przy zmianach napięcia wejściowego, jak i prądu obciążenia. Wadą stabilizatorów szeregowych jest brak własnego zabezpieczenia

układu przed przeciążeniem lub zwarciem na wyjściu, które zmusza do stosowania dodatkowych elementów zabezpieczających.

STABILIZATORY NAPIĘCIA. Na rys. 5.1 przedstawiono schemat blokowy typowego szeregowego stabilizatora napięcia. Stabilizator zawiera: wzmacniacz różnicowy błędu, źródło napięcia odniesienia, szeregowy układ regulacyjny



5.1. Schemat blokowy typowego szeregowego stabilizatora napięcia

o zmiennej rezystancji i dzielnik rezystorowy R_1, R_2, określający wartość napięcia wyjściowego. Wzmocnienie w pętli sprzężenia zwrotnego jest proporcjonalne do stosunku dzielnika rezystorowego.

Przyjmując następujące oznaczenia:

R_{wy} — rezystancja wyjściowa stabilizatora z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego,

K — wzmocnienie wzmacniacza różnicowego z otwartą pętlą,

można wykazać, że rezystancja wyjściowa stabilizatora z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego wynosi:

$$R_{wyS} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)\frac{R_{wy}}{K} = \frac{R_{wy}}{K\beta} \tag{5.1}$$

czyli jest prawie βK razy mniejsza niż rezystancja wyjściowa bez sprzężenia zwrotnego, jego zaś napięcie wyjściowe jest równe:

$$U_{wy} = U_o\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) = \frac{U_o}{\beta}$$

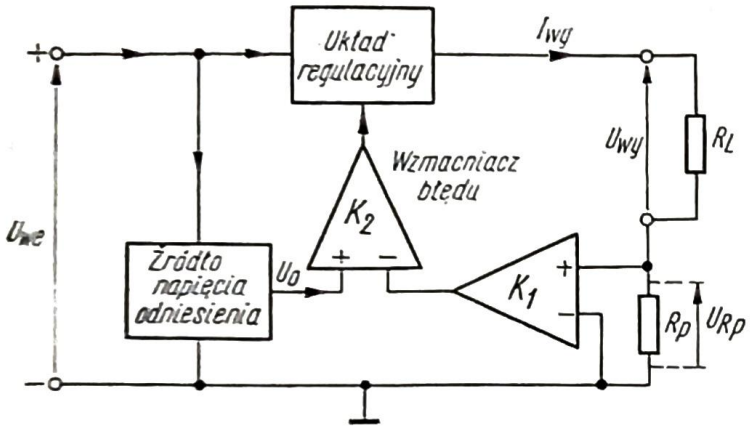
STABILIZATORY PRĄDU. Stabilizatory prądu są rzadziej stosowane niż stabilizatory napięcia.

Na rys. 5.2 przedstawiono schemat blokowy typowego stabilizatora prądu. Obciążenie stabilizatora jest włączone szeregowo z układem regulacyjnym. Układ stabilizatora prądu stanowi w zasadzie typowy obwód stabilizacji napięcia na rezystancji R_p. Wzmacniacz pomocniczy o wzmocnieniu K_1 dostarcza na wejście odwracające wzmacniacza różnicowego błędu K_2 napięcie, które jest proporcjonalne do prądu płynącego przez obciążenie.

Można wykazać, że konduktancja wyjściowa stabilizatora prądu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego wynosi:

$$G_{wyS} = \frac{1}{R_p} \cdot \frac{1}{K_1 K_2} \tag{5.2}$$

a więc przy dużym wzmocnieniu w pętli sprzężenia zwrotnego konduktancja wyjściowa jest bardzo mała (zwykle $K_1 = 1$, K_2 zaś jest wzmocnieniem wzmacniacza z otwartą pętlą i wynosi $K_2 > 10\,000$).



5.2. Schemat blokowy typowego stabilizatora prądu

5.1.5
KOMPENSACYJNE STABILIZATORY IMPULSOWE

W stabilizatorach kompensacyjnych o działaniu ciągłym (liniowych) stabilizacja polega na ciągłej zmianie rezystancji układu regulacyjnego, połączonego szeregowo z obciążeniem. Na tej nieliniowej szeregowej rezystancji występuje spadek napięcia $U_{we} - U_{wy}$, który jest funkcją zmian czynników wymuszających zmiany napięcia (lub prądu) wyjściowego. A zatem, przy danym prądzie wyjściowym I_{wy} w układzie regulacyjnym trzeba wytracić moc równą $(U_{we} - U_{wy})I_{wy}$. Jest to więc oczywista strata mocy, która jest powodem małej, bo około 50% sprawności stabilizatorów typu ciągłego.

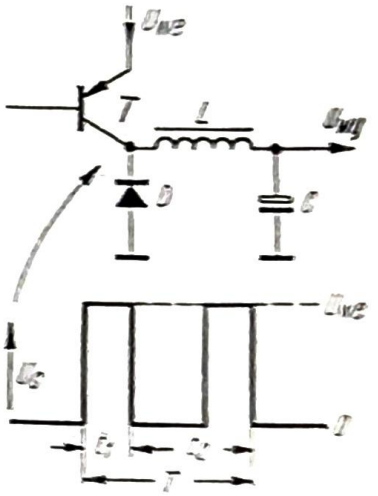
W stabilizatorach impulsowych układ regulacyjny nie pracuje w sposób ciągły, lecz jego rola polega na okresowym włączaniu do obciążenia i odłączaniu od niego napięcia wejściowego. Z tego względu, nawet gdy różnica napięć $U_{we} - U_{wy}$ jest znaczna, nie traci się tak wiele mocy i stąd sprawność stabilizatorów impulsowych jest duża. Dla porównania ze stabilizatorami typu ciągłego, sprawność stabilizatorów impulsowych wynosi około 90%.

Stabilizatory impulsowe są powszechnie stosowane w urządzeniach, gdzie ekonomiczność zasilania stawiana jest na pierwszym miejscu, np. we wszelkiego rodzaju zasilaczach bateryjnych itp. Znacznie częściej stosowane są impulsowe stabilizatory napięcia, natomiast bardzo rzadko — impulsowe stabilizatory prądu.

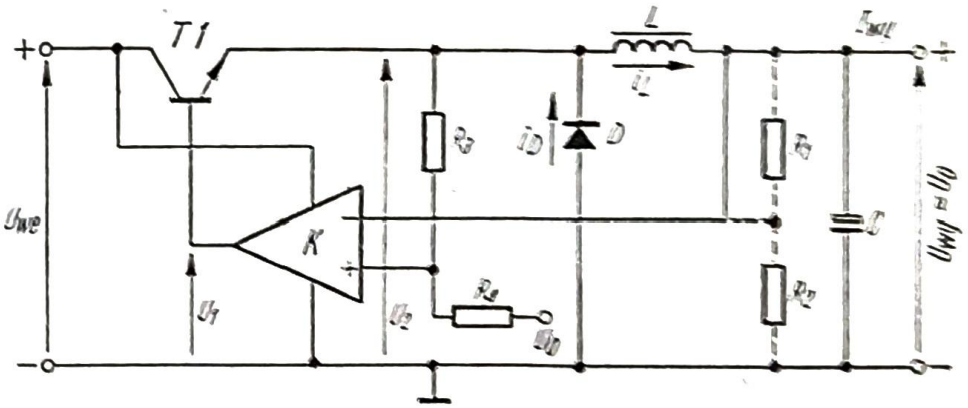
Impulsowe stabilizatory napięcia. Ideę pracy impulsowego stabilizatora napięcia przedstawiono na rys. 5.3. Tranzystor T pełni funkcję klucza przełączającego, który jest sterowany impulsami prostokątnymi podawanymi na jego bazę. Dioda D zamyka obwód prądu wyjściowego, gdy tranzystor T jest odcięty. Przebieg napięcia kolektora U_C tranzystora T jest pokazany w dolnej części rysunku. Dławik L i kondensator elektrolityczny C tworzą filtr, który spełnia bardzo istotną funkcję w układzie stabilizatora impulsowego. Filtr L, C zmniejsza tętnienia napięcia wyjściowego U_{wy}, które jest średnią wartością napięcia U_C.

Stabilizatory impulsowe mogą pracować jako układy samooscylujące lub jako układy sterowane zewnętrznie.

Rysunek 5.4 przedstawia samooscylujący stabilizator impulsowy napięcia z ciągłą regulacją współczynnika wypełnienia impulsu. Napięcie odniesienia U_o, równe w tym przypadku wymaganemu napięciu wyjściowemu, jest podawane



5.3. Układ przełączający z filtrem *LC*



5.4. Samooscylujący stabilizator impulsowy napięcia stałego z ciągłą regulacją współczynnika wypełnienia impulsu

na wejście nieodwracające wzmacniacza różnicowego *K*. Na drugie wejście wzmacniacza jest podawane napięcie wyjściowe. Dzielnik rezystorowy R_3, R_4, dobrany tak, aby $R_3 \gg R_4$, wprowadza słabe dodatnie sprzężenie zwrotne przy większych częstotliwościach, wywołując oscylacje w układzie. Dla małych częstotliwości, przy których tłumienie filtru *L*, *C* jest mniejsze niż tłumienie dzielnika, przeważa ujemne sprzężenie zwrotne wprowadzone na odwracające wejście wzmacniacza różnicowego.

Jeśli tranzystor *T1* jest początkowo nasycony, to napięcie wyjściowe jest mniejsze od napięcia odniesienia i napięcie na wejściu nieodwracającym wzmacniacza jest w przybliżeniu równe:

$$U_{we}\frac{R_4}{R_3}+U_o$$

Gdy prąd płynący przez rezystor R_3 wzrośnie i napięcie na wejściu nieodwracającym wzmacniacza stanie się większe od napięcia odniesienia U_o, to wzmacniacz blokuje tranzystor *T1*. Wzmacniacz tak długo utrzymuje tranzystor *T1*

w stanie zablokowania, aż napięcie wyjściowe spadnie do niższej wartości, tzn. tylko do wartości nieco poniżej U_o, przy której wzmacniacz ponownie wysteruje tranzystor *T1*. W czasie zablokowania tranzystora sprzężenie zwrotne zapewnia rezystor R_3. Amplituda oscylacji (lub tętnienia wyjściowe) jest prawie równa napięciu podawanemu zwrotnie przez R_3 do R_4 i może być dostatecznie zminimalizowana.

Sprawność układu jest tym większa, im większy jest stosunek rezystancji tranzystora zablokowanego do jego rezystancji w nasyceniu. Jak widać, tranzystor *T1* pełni tutaj funkcję elementu regulacyjnego, okresowo włączając i wyłączając napięcie wejściowe U_{we}.

Jeśli pominąć spadek napięcia na rezystancji czynnej dławika, to $U_{2śr} = U_{wy}$ i średnia wartość napięcia wyjściowego jest równa

$$U_{wy} = U_{we}\frac{t_1}{t_1+t_2} = U_{we}\frac{t_1}{T} = U_{we}\cdot\gamma \tag{5.3}$$

gdzie:

t_1 — część okresu, podczas którego tranzystor przewodzi,
t_2 — część okresu, podczas którego dioda przewodzi,
T — t_1+t_2,
γ — współczynnik wypełnienia impulsu sterującego.

Załóżmy, że tranzystor włącza i wyłącza periodycznie źródło napięcia U_{we} z częstotliwością $f = 1/T$, gdzie $T = t_1+t_2$. Przy odpowiednio dużej indukcyjności dławika, tętnienia prądu obciążenia będą małe, tak że można będzie uważać ten prąd za praktycznie stały. Ze wzoru (5.3) wynika, że możliwa jest płynna kompensacja zmian wartości napięcia wyjściowego przez zmianę stosunku czasu przewodzenia tranzystora do okresu powtarzania T, czyli przez ciągłą zmianę współczynnika γ. W tym właśnie fakcie zawarta jest istota działania stabilizatorów impulsowych. Ponieważ $0 \leqslant t_1/T \leqslant 1$, więc dlatego $U_{wy} \leqslant U_{we}$, tzn. że dla układu z rys. 5.4 możliwa jest tylko stabilizacja napięcia wyjściowego o wartości mniejszej od wartości napięcia U_{we}. Jest to ogólna własność stabilizatorów impulsowych z szeregowym układem regulacyjnym sterowanym i szeregową indukcyjnością.

Gdy tranzystor zostanie wprowadzony w nasycenie, to na dławiku pojawi się napięcie $U_{we}-U_{wy}$. Pod wpływem tego napięcia narasta prąd dławika, z tego część prądu płynie przez obciążenie, a część ładuje kondensator C. Natomiast w stanie zablokowania tranzystora prąd dławika płynie przez obciążenie i diodę D.

W celu określenia wartości elementów LC filtru można pominąć rezystancje omowe tranzystora nasyconego i dławika, co znacznie upraszcza obliczenia.

W stanie przewodzenia tranzystora, prąd dławika spełnia następujące równanie:

$$L\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} = U_{we}-U_{wy} \tag{5.4}$$

Oznaczając przez $i_L(t = 0) = I_{min}$ oraz $i_L(t = t_1) = I_{max}$, rozwiązanie powyższego równania ma postać:

$$\Delta I_L = I_{max} - I_{min} = \frac{U_{we} - U_{wy}}{L} \cdot t_1 \tag{5.5}$$

W czasie gdy przewodzi dioda D, równanie dla prądu dławika ma postać:

$$U_{wy} - L\frac{di_L}{dt} = 0$$

i stąd

$$I_{min} = I_{max} - \frac{U_{wy}}{L} t_2$$

czyli

$$\Delta I_L = I_{max} - I_{min} = \frac{U_{wy}}{L} t_2 \tag{5.6}$$

Porównując prawe strony równań (5.5) i (5.6) otrzymuje się równanie charakterystyki stabilizacji w zakresie przewodzenia ciągłego (zależność 5.3). Średni prąd wyjściowy stabilizatora jest równy:

$$I_{wy} = \frac{I_{min} + I_{max}}{2} \tag{5.7}$$

Z zależności tej wynika, że w stanie przewodzenia ciągłego prąd obciążenia nie jest zależny od napięcia U_{wy} i odwrotnie. A więc charakterystyki napięciowo-prądowe w zakresie przewodzenia ciągłego mają postać $U_{wy} = \text{const}$.

Obliczając z wyrażenia (5.7) $I_{min} = 2I_{wy} - I_{max}$ i podstawiając do równania (5.5) otrzymuje się:

$$I_{max} - (2I_{wy} - I_{max}) = \frac{t_1(U_{we} - U_{wy})}{L} \tag{5.8}$$

z tego ostatniego zaś wyrażenia można określić wartość indukcyjności L:

$$L = \frac{t_1(U_{we} - U_{wy})}{2(I_{max} - I_{min})} \tag{5.9}$$

Przy pierwszym włączeniu układu prąd I_{min} jest równy zeru, a prąd maksymalny, który płynie w obwodzie, jest równy:

$$I_{max} = \frac{U_{we} - U_{wy}}{L} \cdot t_1 \tag{5.10}$$

Prąd płynący przez kondensator C jest równy $I = C\,dU/dt$ i stąd:

$$C = \left(\frac{U_{we} - U_{wy}}{2L} \cdot t_1\right)\left(\frac{t_1}{\Delta U_{wy}}\right) \tag{5.11}$$

gdzie: ΔU_{wy} — zmiana napięcia wyjściowego (w praktyce wartość międzyszczytowego napięcia tętnień).

Wartość kondensatora C jest równa:

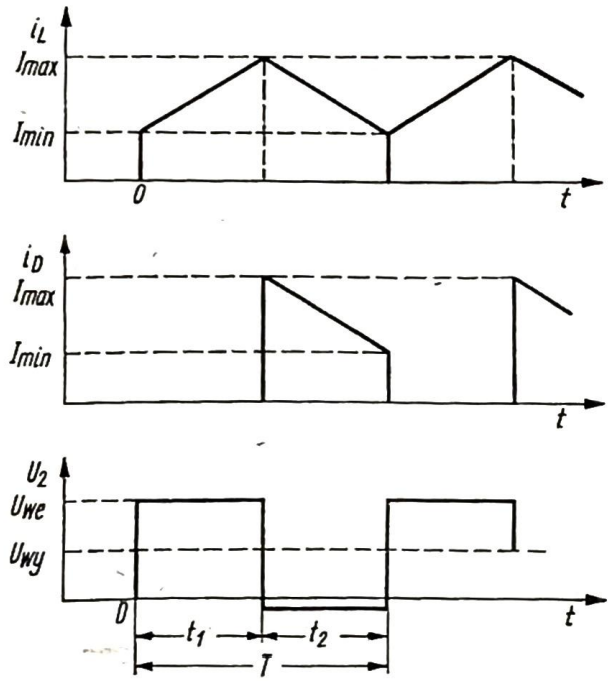
$$C = \left(\frac{U_{we} - U_{wy}}{2L\Delta U_{wy}}\right) \cdot (t_1)^2$$

a ponieważ

$t_1 = U_{wy}/U_{we} f$, stąd ostatecznie:

$$C = \left(\frac{U_{we} - U_{wy}}{2L\Delta U_{wy}}\right)\left(\frac{U_{wy}}{U_{we} f}\right)^2 \tag{5.12}$$

Przebiegi czasowe prądów i napięć w stabilizatorze impulsowym są przedstawione na rys. 5.5.



5.5. Przebiegi czasowe napięć i prądów w stabilizatorze impulsowym ($I_{min} \neq 0$)

Zakładając, że U_{we}, U_2, U_{wy} są wartościami ustalonymi, można obliczyć rezystancję wyjściową stabilizatora impulsowego ze sprzężeniem zwrotnym (rys. 5.4):

$$R_{wyS} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)\frac{R_{wy}}{K} \cdot \frac{1}{f_1(\gamma) f_2(U_{we})} \tag{5.13}$$

gdzie funkcja $f_1(\gamma)$ uwzględnia wpływ charakterystyk sterowania i przełączania tranzystora $T1$, $f_2(U_{we})$ zaś — wpływ napięcia wejściowego.

Wadą stabilizatorów samooscylujących jest wpływ tolerancji elementów układu na dokładność określenia częstotliwości oscylacji i trudność w uzyskaniu dobrej stabilności częstotliwości przełączania.

Stabilizatory impulsowe sterowane zewnętrznie nie wymagają wprowadzenia pętli dodatniego sprzężenia zwrotnego dla podtrzymania oscylacji, ale do ich sterowania potrzebne są zewnętrzne periodycznie powtarzane impulsy. Zaletą ich jest łatwość doboru odpowiedniego filtru LC przy znanej dokładnie częstotliwości powtarzania impulsów sterujących, wadą — konieczność zastosowania dodatkowego generatora impulsów sterujących. Pracę kilku stabilizatorów impulsowych zasilanych z tego samego źródła napięcia zwykle synchronizuje się, aby zapobiec jednoczesnemu obciążaniu tego źródła,

Impulsowe stabilizatory prądu stosowane są rzadko, a ich zasada pracy nie różni się zbytnio od omówionego uprzednio impulsowego stabilizatora napięcia. Do obwodu obciążenia włącza się szeregowo rezystor R_p. Występujący na nim spadek napięcia U_{Rp} steruje wzmacniaczem różnicowym, który z kolei oddziałuje na układ regulacyjny. W rezultacie otrzymuje się efekt modulacji współczynnika wypełnienia impulsu.

Stabilizatory impulsowe zapewniają przy niewielkim rozbudowaniu układu ten sam rząd wielkości współczynników stabilizacji jak stabilizatory o działaniu ciągłym. Oprócz zalety większej sprawności, mogą być projektowane na znacznie większe moce wyjściowe niż stabilizatory o działaniu ciągłym.

Przykłady zastosowania scalonych stabilizatorów w układach stabilizatorów impulsowych napięcia będą podane w p. 5.4.6.

Stabilizatory impulsowe mają kilka wad w porównaniu ze stabilizatorami typu ciągłego. Do najważniejszych należą: dość długi czas reakcji na zakłócenia np. gwałtowną zmianę prądu obciążenia, większe napięcie tętnień na wyjściu stabilizatora, konieczność zastosowania filtru *LC*.

5.1.6
ZABEZPIECZENIA STABILIZATORÓW

Stabilizator pośrednicząc w przesyłaniu energii od sieci zasilającej do obciążenia jest zarówno od strony wejścia, jak i wyjścia narażony na przeciążenia. Przeciążenia, którym może ulegać cały stabilizator względnie jego niektóre elementy, dzielą się na: przetężenia, przepięcia i zwarcia.

Przetężenie może wystąpić np. przy włączaniu stabilizatora z obciążeniem pojemnościowym, przy wzroście obciążenia powyżej dopuszczalnego itd., aż do zwarcia wyjścia stabilizatora włącznie.

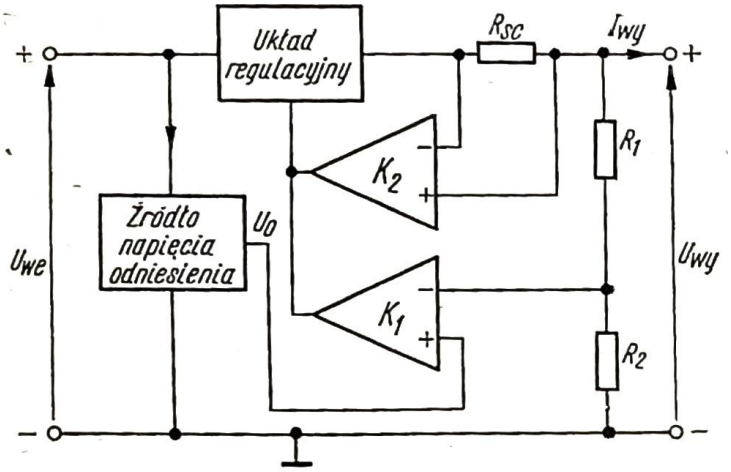
Przepięcia są wynikiem np. wzrostu napięcia zasilającego ponad wartość maksymalną, zwarcia obciążenia (w stabilizatorze szeregowym pełne napięcie zasilające występuje wówczas na elemencie regulacyjnym), gwałtownego odciążenia stabilizatora, jeśli jest on zasilany przez prostownik z filtrem o wejściu indukcyjnym itd.

Wymienione przeciążenia grożą uszkodzeniem poszczególnych elementów lub całego stabilizatora. Nieodzowne staje się więc wprowadzenie w stabilizatorze specjalnych układów zabezpieczających. W stabilizatorach wyższej klasy, jakimi są stabilizatory monolityczne scalone, stosuje się tzw. zabezpieczenia układowe. Charakteryzują się one tym, że w przypadku przeciążenia stabilizator przechodzi w stan zablokowania, a po zaniku przeciążenia automatycznie wraca do stanu normalnej pracy. W przypadku uszkodzenia stabilizatora scalonego wymianie musi podlegać cały stabilizator.

Zabezpieczenia nadprądowe. Szeregowe stabilizatory napięcia, które mają małą rezystancję wyjściową, są bardzo narażone na uszkodzenie przy przekroczeniu dopuszczalnego prądu wyjściowego. Zabezpieczenie nadprądowe tego typu stabilizatorów jest realizowane dwojako: przez ograniczenie prądu wyjścio-

wego (current limiting) oraz przez redukcję prądu wyjściowego (foldback current limiting).

Zabezpieczenie przez ograniczenie prądu wyjściowego w przypadku zwarcia na wyjściu polega na ograniczeniu prądu zwarcia do pewnej ustalonej z góry bezpiecznej wartości, zwykle większej o około kilka procent od znamionowej wartości prądu wyjściowego. Prosty układ ilustrujący ten sposób zabezpieczenia jest podany na rys. 5.6. Ograniczenie prądu wyjściowego uzyskuje



5.6. Stabilizator napięcia z ograniczeniem prądu obciążenia przy zwarciu na wyjściu

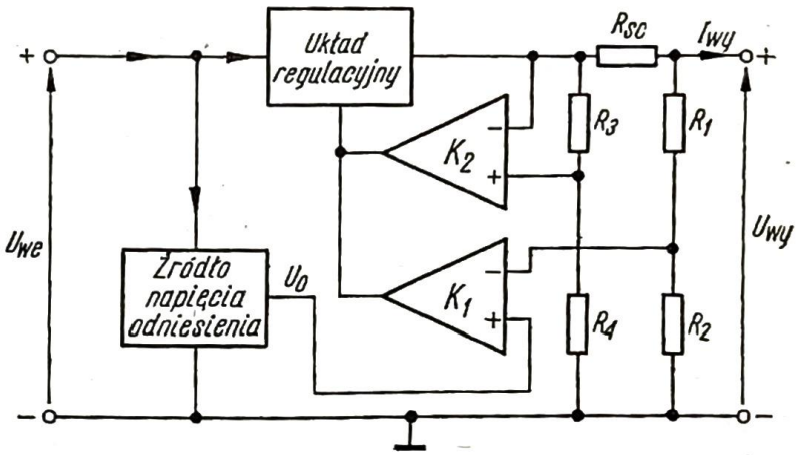
się przez umieszczenie szeregowo z obciążeniem czujnika prądowego w postaci rezystora R_{SC}, przez który płynie cały prąd obciążenia. Spadek napięcia na rezystorze R_{SC} steruje wzmacniaczem pomocniczym K_2, który zmienia rezystancję układu regulacyjnego. Wzrost prądu obciążenia powoduje wzrost spadku napięcia na R_{SC} i zwiększenie rezystancji układu regulacyjnego, co odpowiada wzrostowi rezystancji wyjściowej stabilizatora. Wzmacniacz *K2* pełni funkcję układu zabezpieczającego niezależnie od normalnej pracy głównego wzmacniacza błędu *K1*. Gdy napięcie wyjściowe przy zwarciu spada do zera, prąd zwarciowy jest ograniczany do bezpiecznej wartości. Wprowadzenie większego wzmocnienia w pętli sprzężenia zwrotnego układu ogranicznika powoduje zwiększenie stromości charakterystyki ograniczenia prądu.

Wartości prądu ograniczenia (zwarcia) można dobierać przez zmianę wartości rezystora R_{SC}. Wadą układu zabezpieczenia pracującego z ograniczeniem prądu wyjściowego jest wydzielanie się dość dużej mocy w układzie regulacyjnym podczas zwarcia. Lepsze pod względem przedłużenia trwałości układu regulacyjnego jest zabezpieczenie polegające na redukcji prądu wyjściowego przy zwarciu na wyjściu.

Na rys. 5.7 przedstawiono schemat blokowy stabilizatora napięcia, redukujący prąd wyjściowy przy zwarciu na wyjściu. Podobnie jak w poprzednio rozważanym układzie stabilizatora, układem regulującym steruje główny wzmacniacz błędu *K1* lub wzmacniacz pomocniczy *K2*. Wzmacniacz pomocniczy jest sterowany napięciem, które jest różnicą napięcia proporcjonalnego do prądu obciążenia $I_{wy}R_{SC}$ i napięcia stanowiącego część stabilizowanego napięcia wyjściowego. Gdy prąd obciążenia nie przekracza wartości maksymalnej, układ regulacyjny jest sterowany przez wzmacniacz błędu *K1*. Jeśli prąd obciążenia wzrośnie ponad

dopuszczalną wartość, to wzrośnie również spadek napięcia $I_{wy}R_{SC}$ i wzmacniacz pomocniczy *K2* zostanie uruchomiony, powodując zwiększenie rezystancji układu regulacyjnego. Na skutek tego maleje napięcie wyjściowe oraz prąd wyjściowy. Obniżenie napięcia wyjściowego nie powoduje dalszego zwiększenia wysterowania wzmacniacza *K2*, bo maleje również spadek napięcia na rezystancji R_{SC}.

W układzie z rys. 5.7 osiąga się więc zamierzony efekt — wraz ze zmniejszaniem napięcia wyjściowego przy przeciążeniu stabilizatora maleje również prąd obciążenia. Gdy napięcie na wyjściu stabilizatora przy zwarciu spada do zera, prąd wyjściowy jest ograniczony do bezpiecznej wartości kilkunastu procent prądu maksymalnego. Charakterystyce stabilizacji w zakresie przeciążenia można nadawać różne nachylenia zmieniając stosunek rezystancji dzielnika R_3 i R_4. Zmiana dzielnika R_3 i R_4 powoduje zmianę napięcia odniesienia układu redukcji prądu obciążenia, proporcjonalnego do napięcia wyjściowego.



5.7. Stabilizator napięcia z redukcją prądu obciążenia przy zwarciu na wyjściu

Zabezpieczenie przez redukcję prądu wyjściowego w przypadku zwarcia zmniejsza znacznie moc traconą w układzie regulacyjnym, przedłużając jego żywotność.

ZABEZPIECZENIA NADNAPIĘCIOWE. O ile w przypadku szeregowych stabilizatorów napięcia ważne jest zabezpieczenie nadprądowe, o tyle stabilizatory prądu powinny być wyposażone w zabezpieczenia nadnapięciowe. Powszechnie stosuje się w układach zabezpieczenia nadnapięciowego diody Zenera, układy z pomocniczymi wzmacniaczami, tyrystory itd.

ZABEZPIECZENIA TERMICZNE. Oprócz zabezpieczeń nadprądowych i nadnapięciowych w układach scalonych stabilizatorów napięcia bywają stosowane zabezpieczenia termiczne, zwane t e r m i c z n y m i w y ł ą c z n i k a m i.

W przypadku długotrwałych przeciążeń takie termiczne wyłączenie chroni przed nadmiernym nagrzaniem stabilizatora, co mogłoby spowodować jego uszkodzenie. Przy termicznym wyłączeniu korzysta się z własności zmniejszania progu zadziałania tranzystora zabezpieczającego w funkcji temperatury (jego napięcia baza-emiter).

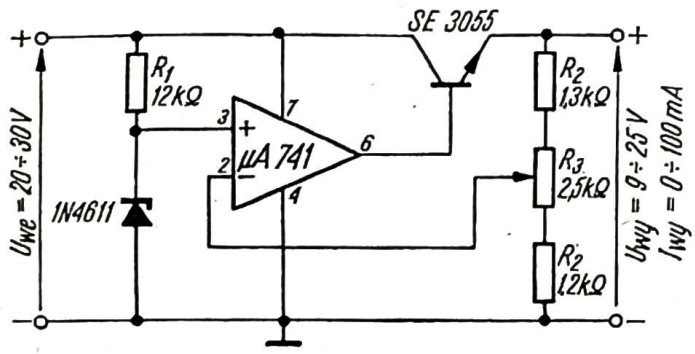
Wszystkie układy zabezpieczeń stabilizatorów scalonych będą podane przy omawianiu poszczególnych typów stabilizatorów.

5.2
STABILIZATORY ZE WZMACNIACZAMI SCALONYMI

Pierwszy etap integracji układów stabilizatorów polegał na zastąpieniu wzmacniaczy błędu zbudowanych z elementów dyskretnych — scalonymi wzmacniaczami operacyjnymi. Zastosowanie scalonych wzmacniaczy operacyjnych w stabilizatorach napięcia i prądu stałego pozwoliło poprawić parametry stabilizatora przynajmniej o rząd wielkości. Duże wzmocnienie wzmacniaczy operacyjnych umożliwiło poprawienie współczynnika stabilizacji napięcia (WSN) i współczynnika obciążeniowej stabilizacji napięcia (WOSN) z wartości $0{,}01 \div 0{,}05\%$ do wartości $0{,}005 \div 0{,}05\%$.

Wzmacniacze operacyjne dzięki idealnemu zespoleniu elementów (sprzężenie termiczne) i stworzeniu warunków symetrii mają bardzo mały dryf temperaturowy, co pozwala na poważne zwiększenie wzmocnienia tych układów. Istotnym argumentem jest wreszcie duży stopień miniaturyzacji i niższy koszt wzmacniacza scalonego w porównaniu ze wzmacniaczem tranzystorowym. Zasady wykorzystania wzmacniaczy operacyjnych w układach stabilizatorów są identyczne jak w innych układach omówionych poprzednio. Należy ściśle przestrzegać danych katalogowych i zaleceń wytwórcy, szczególnie dotyczących wartości i polaryzacji napięć sterujących oraz zasilających, a także zasad kompensacji częstotliwościowej wzmacniacza. Poniżej przedstawionych zostanie kilka przykładów zastosowania wzmacniaczy operacyjnych w układach stabilizatorów napięcia. Należy jednak pamiętać, że tego rodzaju klasyczne rozwiązania są coraz rzadziej stosowane.

Na rys. 5.8 przedstawiono typowy układ stabilizatora napięcia ze wzmacniaczem operacyjnym μA 741. Jest to prosty niskonapięciowy stabilizator z regulowanym napięciem wyjściowym. Wzmacniacz oddziela źródło napięcia odniesienia

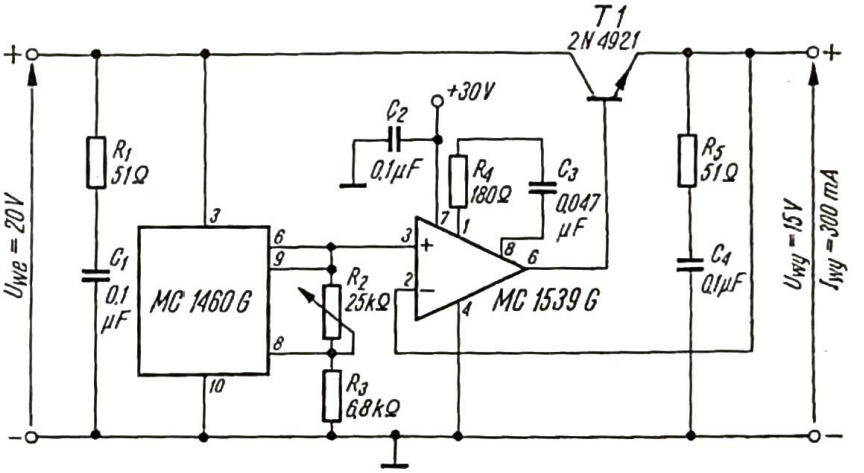


5.8. Stabilizator napięcia 9 V do 25 V, 100 mA ze wzmacniaczem scalonym μA 741

w postaci wysokostabilnej diody Zenera od zmian obciążenia na wyjściu. Dzięki dużemu wzmocnieniu wzmacniacza μA 741 napięcie z dzielnika wyjściowego podawane na wejście odwracające wzmacniacza nie różni się więcej niż o kilka miliwoltów od napięcia odniesienia. W ten sposób napięcie wyjściowe może być zmieniane od 9 V do 25 V przez odpowiedni dobór stosunku podziału rezystancji dzielnika. Obciążenie źródła odniesienia jest minimalne, ponieważ impedancja wejściowa wzmacniacza μA 741 ma wartość typową około 2 MΩ.

Rezystancja wyjściowa stabilizatora jest mniejsza od 0,1 Ω, współczynnik WSN wynosi około 0,4% dla zmian napięcia wejściowego od 20 V do 30 V. Współczynnik WOSN jest równy 0,1 % przy U_{wy} = 9 V i zmianie prądu obciążenia od 0 do 100 mA.

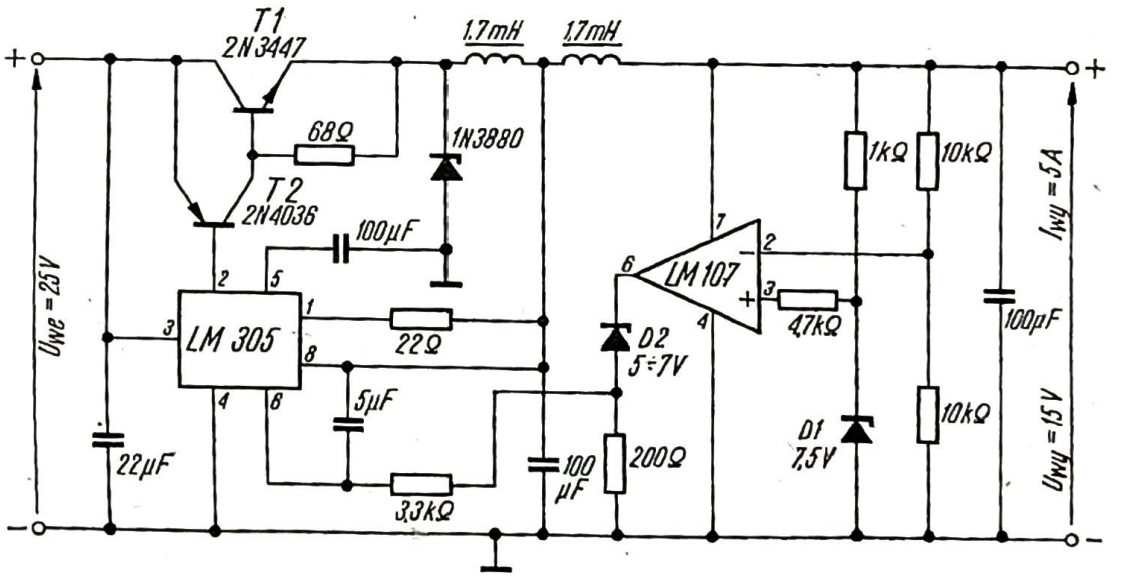
Stabilizator napięcia z dwoma układami scalonymi produkcji firmy Motorola przedstawiono na rys. 5.9. Na wejście wzmacniacza scalonego MC 1539G podawane jest napięcie wyjściowe oraz skompensowane termicznie napięcie odniesie-



5.9. Stabilizator napięcia 15 V, 300 mA z układami scalonymi MC 1460G i MC 1539G

nia ze źródła napięcia odniesienia stabilizatora monolitycznego MC 1460G. Poziom napięcia wyjściowego dobiera się za pomocą dzielnika rezystorowego R_2, R_3. Układ wymaga dodatkowego zasilania napięciem o wartości +30 V.

Stabilizator o zwiększonym prądzie wyjściowym pokazano na rys. 5.10. Zastosowano tutaj dwa układy scalone firmy National Semiconductor: wzmacniacz operacyjny LM 107 oraz stabilizator monolityczny LM 305. Stabilizator monoli-

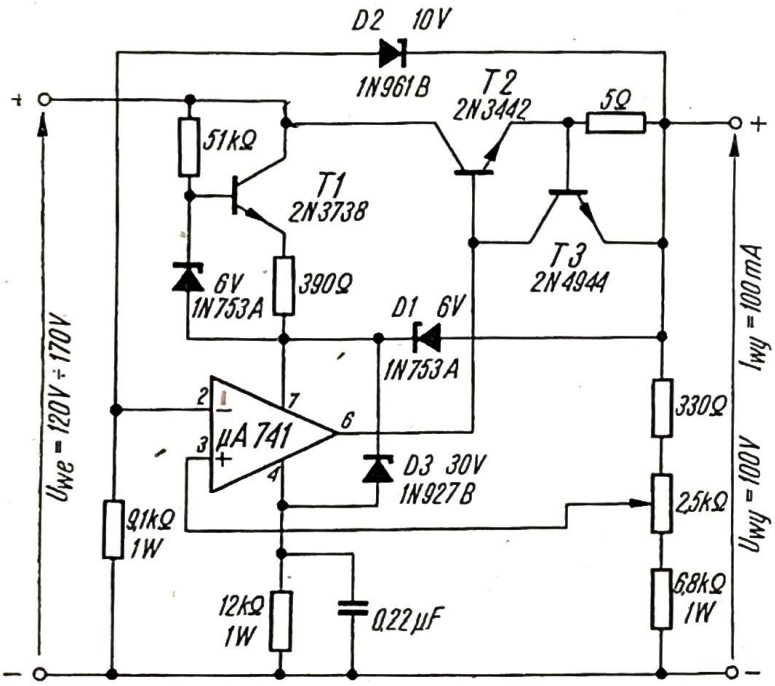


5.10. Stabilizator napięcia 15 V, 5 A z układami scalonymi LM 107 i LM 305

tyczny LM 305 będzie omówiony w p. 5.4.4.1, w tym jednak przypadku został wykorzystany jako układ regulacyjny z zewnętrznymi tranzystorami zwiększającymi prąd wyjściowy do wartości 5 A.

Przedstawione trzy układy stabilizatorów napięcia ze wzmacniaczami scalonymi należą do grupy stabilizatorów niskonapięciowych. Można jednak, wykorzystując scalone wzmacniacze operacyjne o napięciach zasilania rzędu 30 V, budować stabilizatory napięcia o wartości rzędu 100 V÷200 V, czyli tzw. stabilizatory wysokonapięciowe.

Przykład takiego rozwiązania podano na rys. 5.11. Diody Zenera *D1*, *D2*, *D3* zasilają wzmacniacz w ten sposób, że jego ujemna końcówka zasilania (*4*) nie jest podłączona do ziemi, lecz jest „podwieszona" do bieguna dodatniego. Napię-



5.11. Stabilizator napięcia 100 V, 100 mA ze wzmacniaczem operacyjnym μA 741

cia ustalone przez diody są tak dobrane, że mogą się zmieniać z napięciem wyjściowym w szerokim zakresie wartości. Dioda *D1* utrzymuje na końcówce (*7*) zasilania wzmacniacza dodatnie napięcie o wartości o 6 V powyżej poziomu napięcia wyjściowego. Dioda *D2* utrzymuje na wejściu odwracającym wzmacniacza napięcie o 10 V poniżej poziomu napięcia wyjściowego, dioda *D3* natomiast ogranicza do 30 V maksymalne napięcie doprowadzone do końcówek *7* i *4* zasilania wzmacniacza.

Tranzystor *T1* typu 2N 3738 pracuje jako źródło prądowe zasilające wzmacniacz i część układu polaryzacji. Na wejście nieodwracające wzmacniacza podawane jest napięcie wyjściowe z dzielnika rezystorowego. Sygnał proporcjonalny do różnicy napięć na wejściach wzmacniacza steruje tranzystorem regulacyjnym *T2* typu 2N 3442. Stabilizator jest zabezpieczony przed zwarciem przez tranzystor 2N 4944 (*T3*) i 5 Ω rezystor włączony szeregowo z obciążeniem. Jeśli prąd obciążenia wzrośnie, to zwiększony spadek napięcia na rezystorze 5 Ω powodują przewodzenie tranzystora 2N 4944. Tranzystor ten przewodząc ogranicza prde bazy tranzystora regulacyjnego. Jeśli prąd obciążenia będzie dalej wzrastał, to napięcie wyjściowe zmaleje szybko do zera. Przy zastosowaniu rezystora o wartości 5 Ω prąd wyjściowy będzie ograniczony do 100 mA. Zwiększenie lub zmniejszenie tej rezystancji da proporcjonalne ograniczenie prądu obciążenia, np. re-

zystor 2,5 Ω daje ograniczenie I_{wy} do 200 mA. Współczynniki WSN i WOSN mają wartości bliskie 0,06% dla zakresu napięć wejściowych od 120 V do 170 V i napięcia wyjściowego 100 V przy prądzie obciążenia od 0÷100 mA. Gdy przewiduje się możliwość długoczasowych zwarć na wyjściu, to tranzystory *T1* i *T2* należy zaopatrzyć w radiatory.

5.3
SCALONE STABILIZATORY HYBRYDOWE

Układy stabilizatorów scalonych, które pojawiły się ostatnio, można podzielić w zasadzie na dwie grupy, różniące się między sobą technologią wykonania. Pierwsza grupa stabilizatorów, która ukazała się nieco wcześniej, to s c a l o n e s t a b i l i z a t o r y h y b r y d o w e, druga zaś grupa — to s c a l o n e s t a b i l i z a t o r y m o n o l i t y c z n e.

Układy stabilizatorów wykonane całkowicie w postaci scalonej nie różnią się w zasadzie rozwiązaniem układowym od stabilizatorów budowanych na elementach dyskretnych. Odznaczają się jednak pewnymi specyficznymi cechami, właściwymi technologii produkcji układów scalonych.

Scalone stabilizatory hybrydowe są produkowane jako układy cienkowarstwowe lub — znacznie częściej stosowane w praktyce — układy grubowarstwowe.

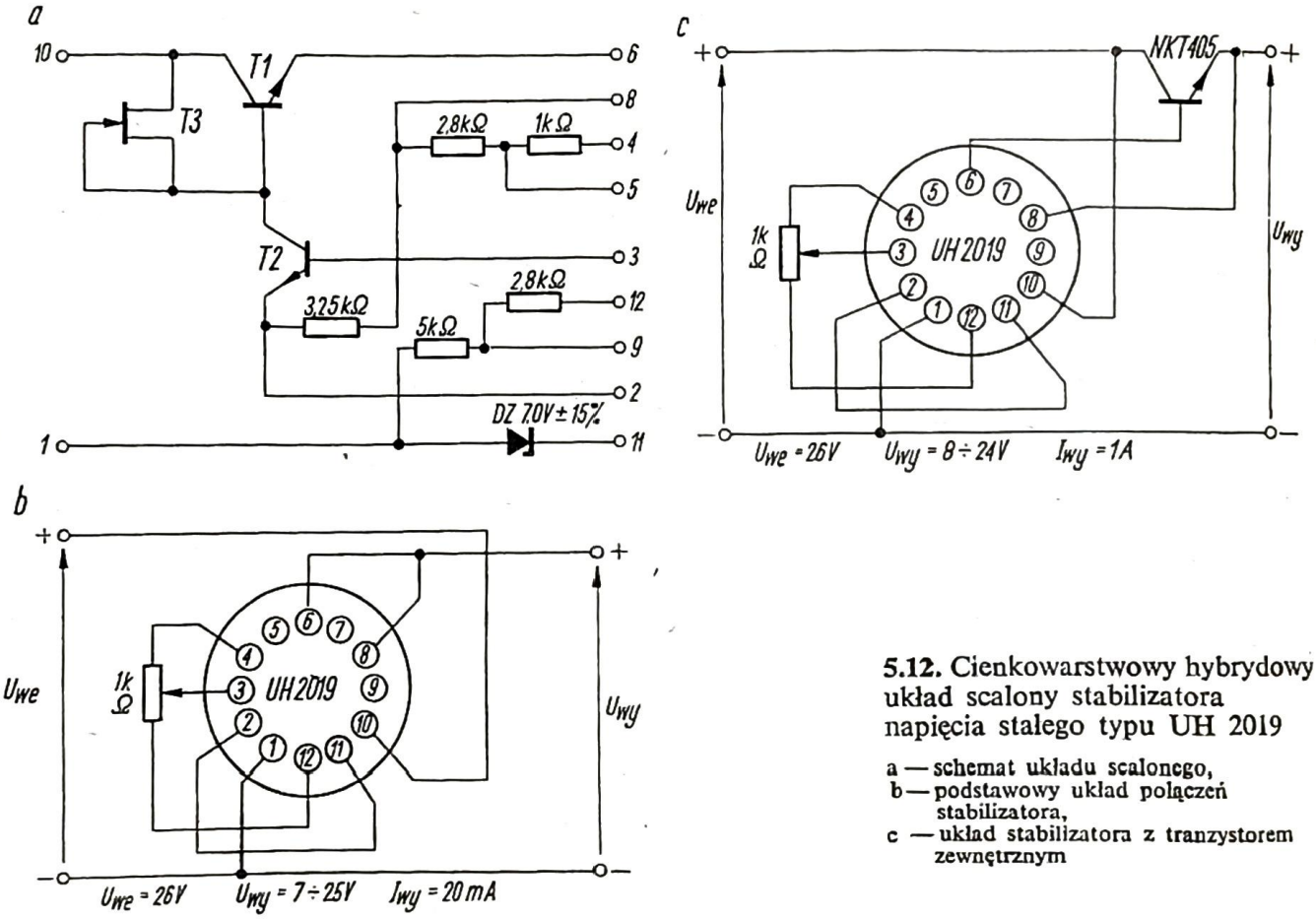
Na rysunku 5.12a przedstawiono schemat cienkowarstwowego hybrydowego układu scalonego stabilizatora napięcia stałego typu UH 2019 firmy Akers Electronics. Jest to prosty układ szeregowego stabilizatora napięcia ze sprzężeniem zwrotnym. Układ zawiera: diodę Zenera *DZ*, stanowiącą źródło napięcia odniesienia, wzmacniacz błędu zbudowany na tranzystorze *T2*, szeregowy tranzystor regulacyjny *T1* oraz tranzystor polowy *N*-kanałowy *T3*, pracujący jako źródło prądu stałego, zasilające bazę tranzystora *T1* prądem ustalanym przez tranzystor *T2*.

Układ scalony UH 2019 połączony zgodnie z rys. 5.12b pozwala na stabilizację napięcia wyjściowego stabilizatora w zakresie od 7 V do 25 V przy prądzie obciążenia do 25 mA. Przy zastosowaniu zewnętrznego tranzystora mocy NKT 405 prąd obciążenia może zostać znacznie zwiększony. Przykład takiego rozwiązania podano na rys. 5.12c, gdzie napięcie wyjściowe może być stabilizowane od 8 V do 24 V przy prądzie obciążenia nie przekraczającym 1 A. Cienkowarstwowy układ scalony UH 2019 jest produkowany w obudowie metalowej TO-5 z dwunastoma wyprowadzeniami. Stabilizatory napięcia wykonywane tą technologią są raczej nieliczne.

Znacznie większe dopuszczalne moce strat mają grubowarstwowe hybrydowe układy scalone stabilizatorów napięcia i z tego względu znalazły one szersze zastosowanie.

Czołową firmą światową produkującą pełny asortyment grubowarstwowych hybrydowych stabilizatorów napięcia o wysokiej jakości jest firma Beckman Instruments. Stabilizatory napięcia o napięciu wyjściowym ustalonym i regulowanym oferowane przez firmę Beckman podzielone są na dwie serie:

a) stabilizatory napięcia stałego o napięciu wyjściowym dodatnim względem masy, zwane Helipot 801 ÷ 809, Helipot 828;
b) stabilizatory napięcia stałego o napięciu wyjściowym ujemnym względem masy, zwane Helipot 851 ÷ 859, Helipot 838.



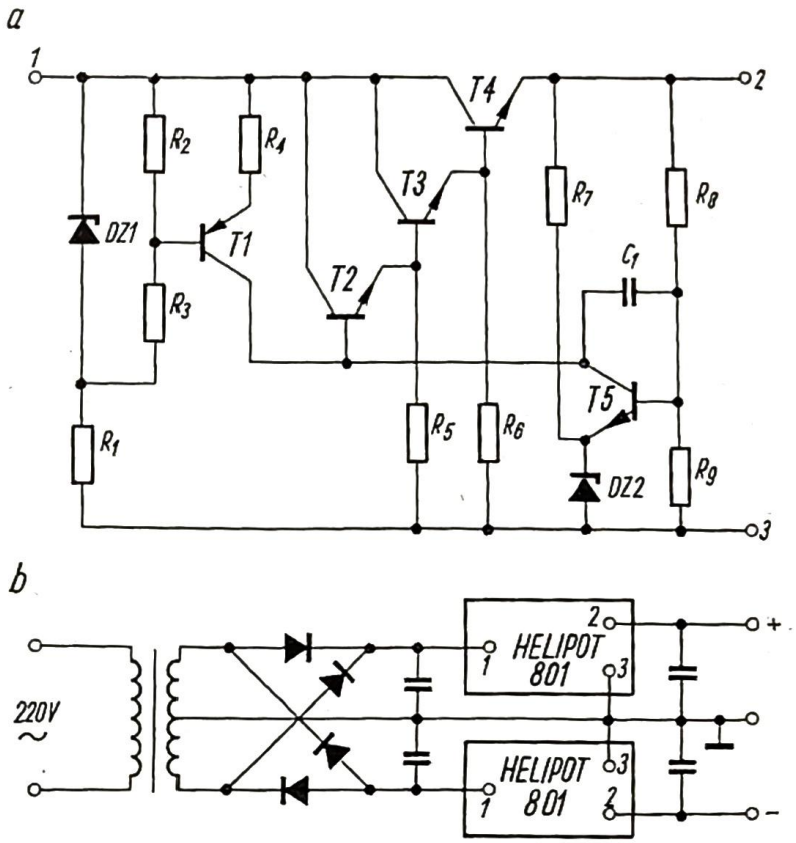
5.12. Cienkowarstwowy hybrydowy układ scalony stabilizatora napięcia stałego typu UH 2019

a — schemat układu scalonego,
b — podstawowy układ połączeń stabilizatora,
c — układ stabilizatora z tranzystorem zewnętrznym

Firma ta produkuje również dwa typy precyzyjnych stabilizatorów prądu stałego: Helipot 868 i Helipot 878. Stabilizatory napięcia w zależności od typu są mniej lub więcej rozbudowane układowo, jednak wszystkie składają się z następujących zasadniczych części: elementu regulacyjnego, wzmacniacza prądu stałego, źródła prądowego, źródła napięcia odniesienia oraz w większości typów — układu zabezpieczenia przed przeciążeniem.

Na rys. 5.13a przedstawiono schemat ideowy grubowarstwowego hybrydowego stabilizatora napięcia stałego typu Helipot 801. W układzie regulacyjnym pracują tranzystory *T2*, *T3*, *T4*. Tranzystor *T5* jest wzmacniaczem prądu stałego, źródło prądowe zbudowane jest na tranzystorze *T1*, dioda Zenera *DZ2* zaś jest źródłem napięcia odniesienia. Podobne schematy ideowe mają stabilizatory typu Helipot 803, 805 oraz 851, 853, 855, przy czym trzy ostatnie zbudowane są na tranzystorach przeciwnego typu. Stabilizatory obu wymienionych serii dają na wyjściu napięcia stabilizowane o wartościach ściśle ustalonych w zależności od typu, przy czym seria 801, 803, 805 dostarcza napięcie dodatnie względem masy, a seria 851, 853, 855 — ujemne.

Grubowarstwowe stabilizatory napięcia stałego typu Helipot są stosowane jako stabilizatory o napięciu wyjściowym ustalonym lub regulowanym z dopuszczalnym prądem obciążenia 0,5 A dla większości typów. Mogą być również sto-



5.13. Grubowarstwowy hybrydowy układ scalony stabilizatora napięcia stałego typu Helipot 801

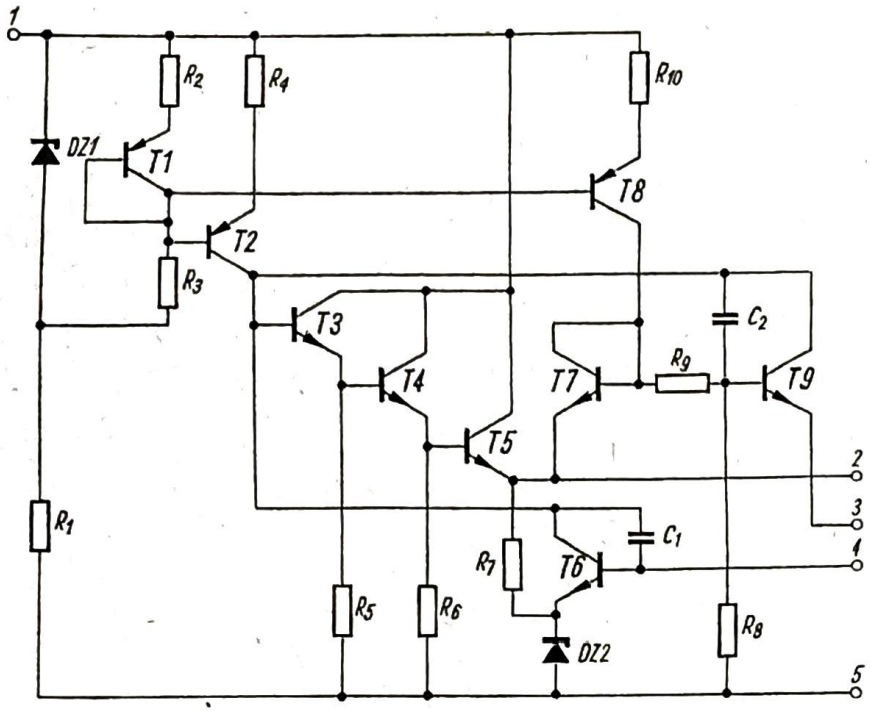
a — schemat ideowy,
b — schemat podwójnego zasilacza stabilizowanego

sowane jako stabilizatory napięcia przy prądach obciążenia większych niż znamionowe po dodaniu zewnętrznego układu z tranzystorem mocy. Częstym miejscem zastosowania tych układów są stabilizatory napięcia o podwójnym napięciu wyjściowym: dodatnim i ujemnym względem masy. Na rysunku 5.13b przedstawiono taki właśnie przykład wykorzystania układów scalonych hybrydowych Helipot 801 w zasilaczu o napięciach wyjściowych regulowanych od ± 9 V do ± 21 V i prądzie obciążenia do 0,5 A.

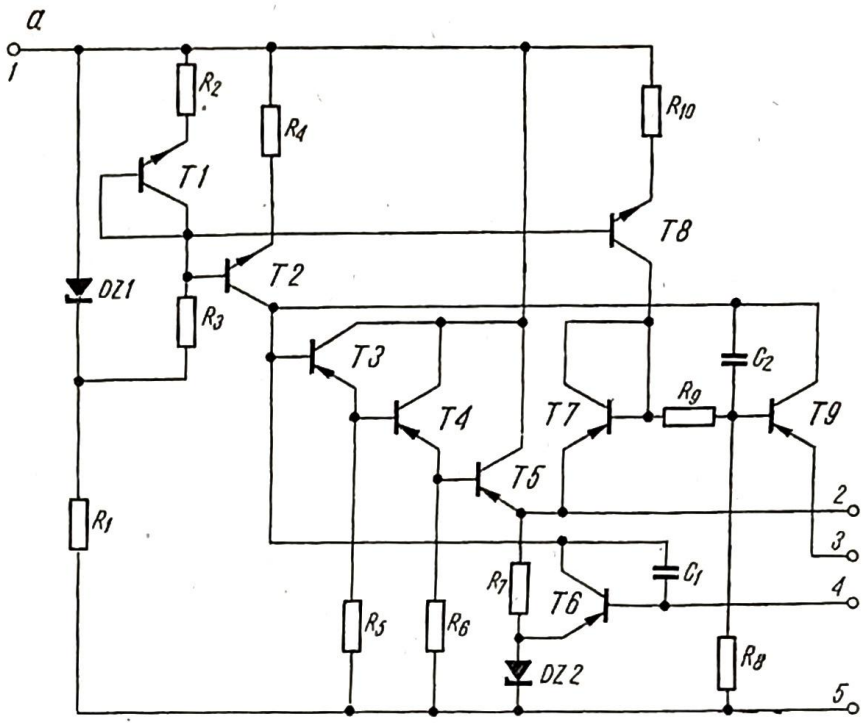
Nieco bardziej rozbudowany układ mają stabilizatory typu Helipot 802 i Helipot 804, których schemat ideowy przedstawiono na rys. 5.14. Identyczny schemat elektryczny mają układy Helipot 852 i Helipot 854, przy czym poszczególne stopnie tych układów zbudowane są na tranzystorach przeciwnego typu (rys. 5.15a).

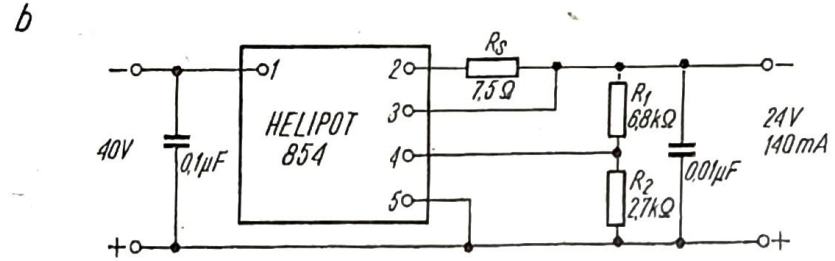
Dwa pierwsze stabilizatory dostarczają stabilizowane napięcie wyjściowe regulowane w zakresie od +9 V do +21 V i od +20 V do +32 V, dodatnie względem masy. Dwa ostatnie stabilizatory dostarczają również napięcia regulowane w tych samych granicach, tylko że ujemne w stosunku do masy. Wszystkie zaś cztery typy: 802, 804, 852 i 854 w porównaniu z poprzednio omówionymi mają dodatkowy tranzystor *T9*, zabezpieczający te układy przed przeciążeniem.

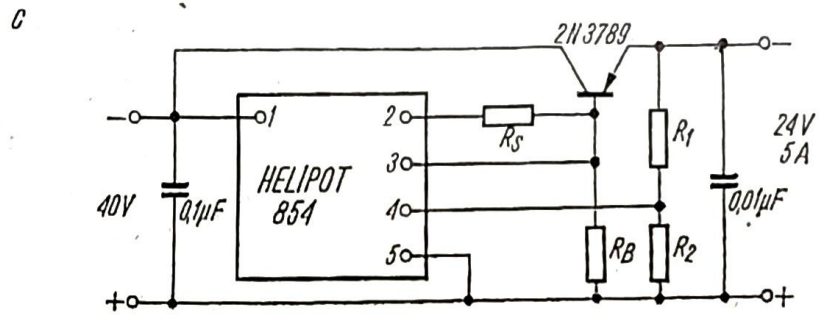
Podstawowy układ pracy stabilizatora Helipot 854 przedstawiono na rys. 5.15b. Napięcie wyjściowe stabilizatora zostało ustalone na −24 V przy dopuszczalnym prądzie obciążenia 140 mA. Wartość napięcia wyjściowego zależy od



5.14. Schemat ideowy grubowarstwowego hybrydowego układu scalonego stabilizatora napięcia stałego typu Helipot 802 i Helipot 804



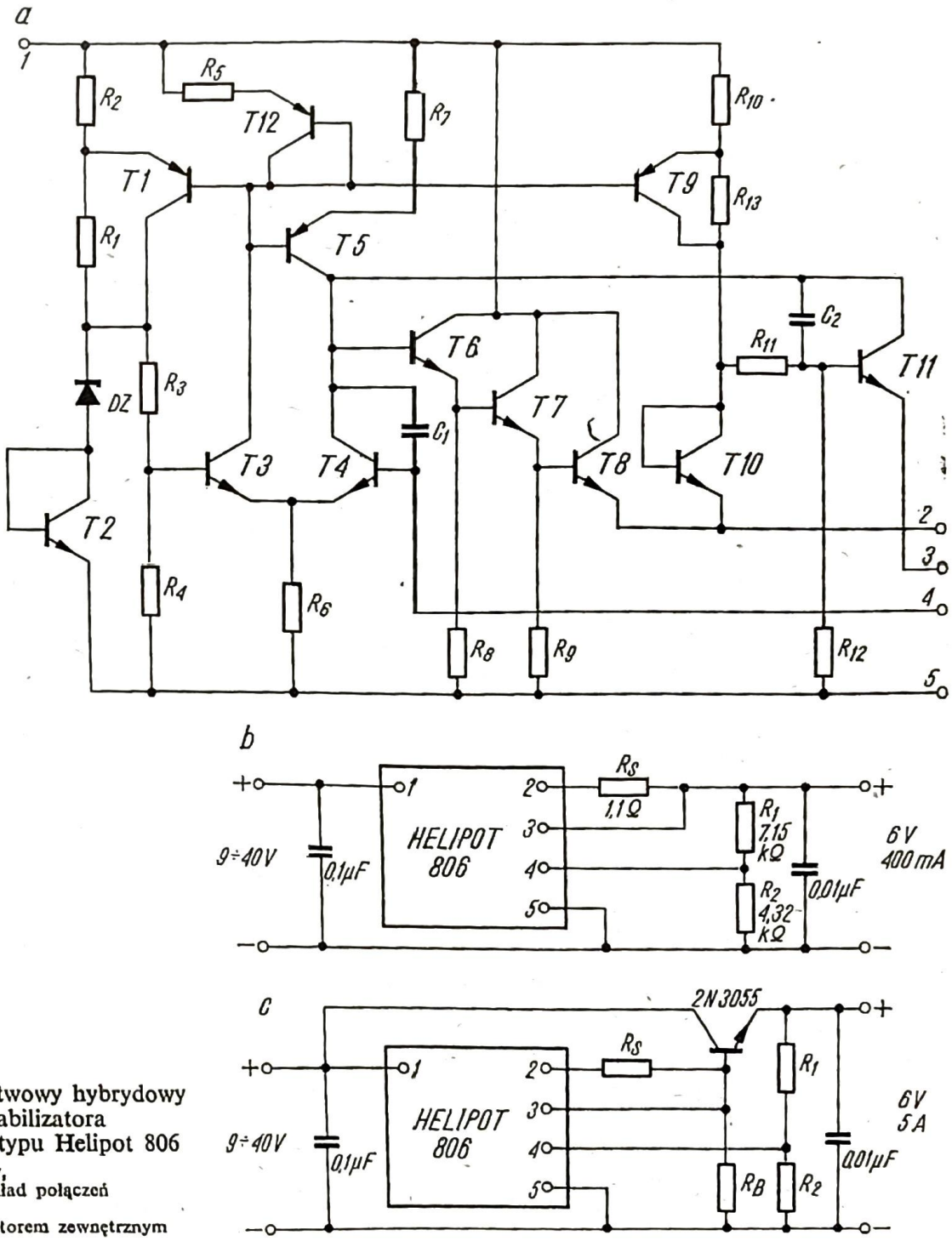




5.15. Grubowarstwowy hybrydowy układ scalony stabilizatorów napięcia stałego typu Helipot 852 i Helipot 854

a — schemat ideowy,
b — podstawowy układ połączeń stabilizatora,
c — układ z tranzystorem zewnętrznym

dobrania wartości rezystorów R_1 i R_2, a wartość dopuszczalnego prądu obciążenia — od wartości rezystora R_S. Stabilizator typu 854 przy innym doborze tych elementów może zapewnić napięcie wyjściowe w zakresie od −20 V do −32 V przy prądzie obciążenia do 500 mA. Zwiększenie dopuszczalnego prądu obciążenia do wartości 5 A uzyskuje się przez dodanie zewnętrznego tranzystora mocy (rys. 5.15c), bez zmiany pozostałych parametrów stabilizatora.



5.16. Grubowarstwowy hybrydowy układ scalony stabilizatora napięcia stałego typu Helipot 806

a — schemat ideowy,
b — podstawowy układ połączeń stabilizatora,
c — układ z tranzystorem zewnętrznym

Rysunek 5.16a przedstawia schemat ideowy układu scalonego typu Helipot 806. W porównaniu z układami poprzednio omówionymi, wprowadzono tutaj

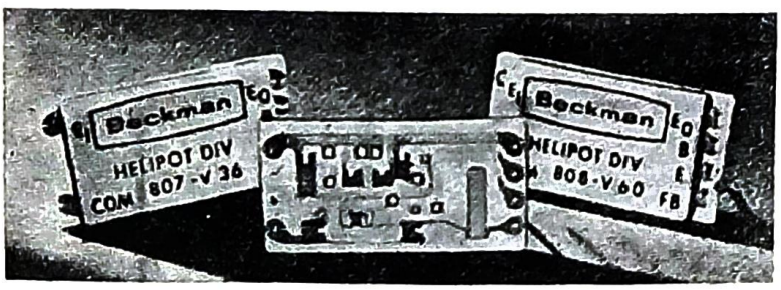
różnicowy wzmacniacz prądu stałego i zmieniono rozwiązanie źródła napięcia odniesienia. Zmiany te spowodowane są przeznaczeniem układu stabilizatora do pracy w zakresie napięć od 3 V do 9 V. Podobnie jak układy poprzednie, typ 806 jest szeregowym stabilizatorem napięcia stałego ze sprzężeniem zwrotnym. Funkcję elementu zabezpieczającego stabilizator przed przeciążeniem spełnia tranzystor *T11*. Typowy układ pracy stabilizatora scalonego Helipot 806 przedstawiono na rys. 5.16b. Przez zmianę wartości rezystorów dzielnika R_1, R_2 można zmieniać wartość napięcia wyjściowego w granicach od 3 V do 9 V. Włączenie dodatkowego zewnętrznego krzemowego tranzystora mocy 2N 3055 pozwala zwiększyć dopuszczalny prąd obciążenia do 5 A w zakresie napięć od 3 V do 9 V, bez zmiany pozostałych parametrów stabilizatora (rys. 5.16c).

W tablicy 5.1 podano podstawowe parametry grubowarstwowych stabilizatorów napięcia stałego produkowanych przez firmę Beckman. Stabilizatory tanich serii Helipot 809 o napięciach dodatnich względem masy i Helipot 859 o napięciach ujemnych względem masy dostarczają napięcia o ustalonych wartościach. Przez dodanie zewnętrznych dodatkowych elementów możliwe jest: wprowadzenie ograniczenia prądu obciążenia, zwiększenie prądu obciążenia lub regulacja napięcia wyjściowego.

Stabilizatory typu Helipot 807 i Helipot 808 należą do tzw. serii wysokonapięciowej. Pozwalają na uzyskanie stabilizowanych, dodatnich względem masy napięć wyjściowych o ustalonych wartościach przy prądzie obciążenia do 150 mA. Stabilizatory serii Helipot 828 i Helipot 829 są produkowane w obudowie hermetycznie zamkniętej. Dostarczają napięcia dodatnie i ujemne względem masy i mają wewnętrzne zabezpieczenie przed przeciążeniem. Napięcia wyjściowe mogą być zwiększone przez dodanie rezystorów zewnętrznych.

Rezystancja wyjściowa dla prądu stałego dla wszystkich typów stabilizatorów napięcia typu Helipot jest w zakresie od 10 mΩ do 50 mΩ. Współczynniki temperaturowe napięć wyjściowych są od $\pm 0{,}015$ do $\pm 0{,}02\%/°C$.

W tablicy 5.2 podano podstawowe parametry grubowarstwowych scalonych stabilizatorów prądu stałego typu Helipot 868 i Helipot 878, produkowanych przez firmę Beckman. Są to precyzyjne stabilizatory prądu o prądzie wyjściowym regulowanym w zakresie od 1 mA do 400 mA i stosowane w torach stabilizacji o napięciach dodatnich oraz ujemnych względem masy.



5.17. Widok grubowarstwowych hybrydowych stabilizatorów napięcia stałego typu Helipot 807 i 808 firmy Beckman

Układy scalone typu Helipot produkowane są w obudowie plastykowej (rys. 5.17) o wymiarach około $25 \times 12{,}5 \times 4{,}5$ mm lub $29 \times 19 \times 6{,}5$ mm z trzema, pięcioma lub sześcioma wyprowadzeniami lutowniczymi.

PODSTAWOWE PARAMETRY GRUBOWARSTWOWYCH HYBRYDOWYCH SCALONYCH STABILIZATORÓW NAPIĘCIA STAŁEGO TYPU HELIPOT FIRMY BECKMAN

Tablica 5.1

Typ — model / Parametry	801-V9, V12, V15, V18, V21	803-V24, V28, V32	805-V5, V6	851-V9, V12, V15, V18, V21	853-V24, V27, V28, V32	855-V5, V6	802	804	806	852	854	856	809-V5, V6, V9, V12, V15, V18, V21, V24, V28	859-V5, V6, V9, V12, V15, V18, V21, V24, V28	807-V36, V48	808-V60, V100	828-V5, V6, V9, V12, V15	838-V5, V6, V9, V12, V15
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
Napięcie wyjściowe (V)	+9, +12, +15, +18, +21	+24, +28, +32	+5, +6	−9, −12, −15, −18, −21	−24, −27, −28, −32	−5, −6	+9 do +21	+20 do +32	+3 do +9	−9 do −21	−20 do −32	−3 do −9	+5, +6 +9, +12, +15, +18, +21, +24, +28	−5, −6 −9, −12, −15, −18, −21, −24, −28	+36, +48	+60, +100	+5, +6 +9, +12, +15	−5, −6, −9, −12, −15
Maksymalny prąd obc. (A)	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,75	0,75	0,15	0,15	0,5	0,5
WOSN (%)	±0,05	±0,05	±0,1	±0,05	±0,05	±0,1	±0,05	±0,05	±0,1	±0,05	±0,05	±0,1	±0,003 %/mA	+0,003 %/mA	±0,05	±0,05	±0,01 U_{wy}	±0,01 U_{wy}
Zakres temperaturowy pracy (°C)	−55 do +125																	
Maksymalna moc strat przy T_o = = 25°C (W)	1,8	1,8	1,8	1,6	1,6	1,6	1,8	1,8	1,8	1,6	1,6	1,6	1,6	1,6	1,6	1,6	1,5	1,5

cd. tabl. 5.1

Typ—model / Parametry	801-V9 V12, V15, V18, V21	803-V24, V28. V32	805-V5, V6	851-V9, V12, V15, V18, V21	853-V24, V27, V28, V32	855-V5, V6	802	804	806	852	854	856	809-V5, V6, V9, V12, V15, V18, V21, V24, V28	859-V5, V6, V9, V12, V15, V18, V21, V24, V28	807–V36, V48	808–V60, V100	828–V5, V6, V9, V12, V15	838–V5, V6, V9, V12, V15
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
Minimalny spadek napięcia na stabil. (V)	6	6	4	4	4	4							2	2	6	6		
Maksymalne napięcie wejściowe (V)	+30	+40	+30	−30	−40	−30	+30	+40	+30	−30	−40	−30	+40	−40	150	150	Min. +8,5; +9,5; +12,5; +15,5; +18,5 Maks. +45	Min. −8,5; −9,5; −12,5 −15,5 −18,5 Maks. −45
WSN przy ±10% zm. nap. wejściowego (%)	±0,05	±0,05	±0,1	±0,05	±0,05	±0,1	±0,05	±0,05	±0,01	±0,5	±0,05	±0,01			±0,05	±0,05	$\pm 0{,}01 \times \frac{U_{wy}}{V}$	$\pm 0{,}01 \times \frac{U_{wy}}{V}$
Wymiary obudowy (mm)	25 × 12,5 × 4,5																29 × 19 × 6,5	

PODSTAWOWE PARAMETRY GRUBOWARSTWOWYCH HYBRYDOWYCH SCALONYCH STABILIZATORÓW PRĄDU STAŁEGO TYPU HELIPOT FIRMY BECKMAN

Tablica 5.2

Parametry \ Typ	868 - Positive	878 - Negative
Zakres prądu wyjściowego (mA)	1 do 400	1 do 400
Zakres napięcia wyjściowego (V)	+5 do +42	−5 do −42
Konduktancja wejściowa G_{we} [1] (S)	$\pm 0{,}01\% \frac{I_{wy}}{U_{we}}$	$\pm 0{,}01\% \frac{I_{wy}}{U_{we}}$
Konduktancja wyjściowa G_{wy} [1] (S)	$\pm 0{,}001\% \frac{I_{wy}}{U_{wy}}$	$\pm 0{,}001\% \frac{I_{wy}}{U_{wy}}$
Zakres temperaturowy pracy (°C)	−55 do +125	−55 do +125
Moc strat przy $T_o = 25°C$ (W)	1,6	1,6
Zakres napięcia wejściowego (V)	Min. +8,5 Maks. +45	Min. −8,5 Maks. −45
Maksymalna tolerancja prądu wyjściowego (%)	+0,5	±0,5
Wymiary obudowy (mm)	29 × 19 × 6,5	

[1]) Podane procentowe wartości są współczynnikami stabilizacji

Hybrydowe scalone stabilizatory napięcia głównie grubowarstwowe są stosowane szczególnie tam, gdzie ze względu na moc strat nie można zastosować stabilizatora monolitycznego, jednak w porównaniu z tymi ostatnimi zajmują większą powierzchnię.

Wśród firm produkujących tego rodzaju stabilizatory oprócz firmy Beckman należy wymienić: Tectonic Electronics, Tecnetic, Technipower.

5.4.
MONOLITYCZNE STABILIZATORY SCALONE

5.4.1
WŁAŚCIWOŚCI I PODZIAŁ STABILIZATORÓW MONOLITYCZNYCH

Monolityczne stabilizatory scalone napięcia stałego przypominają pod względem rozwiązań układowych stabilizatory hybrydowe. Różnią się jednak od nich innym procesem technologicznym wytwarzania (w pełni dyfuzyjnym) i małą powierzchnią podłoża półprzewodnikowego (np.: $1{,}2 \times 1{,}5$ mm^2).

Większość monolitycznych stabilizatorów scalonych ma pewne charakterystyczne cechy, wspólne dla tej grupy stabilizatorów:

— nie jest wymagane inne zasilanie poza napięciem do stabilizacji;

— wartość napięcia stabilizowanego może być dobierana w dość szerokim zakresie (typowo od 2,5 V do 35 V) lub do konkretnej wartości napięcia (np. 5 V) może być dobrany stabilizator;
— możliwość stabilizacji napięć dodatnich i ujemnych;
— dość dobra sprawność, gdyż typowa wartość minimalnej różnicy napięcia wejście-wyjście jest rzędu 2 V ÷ 3 V;
— wartość prądu obciążenia w niektórych stabilizatorach bez dodatkowych elementów zewnętrznych wynosi około 0,5 A, a przy zastosowaniu zewnętrznych tranzystorów mocy może być zwiększona nawet do wartości 10 A;
— mała impedancja wyjściowa (typowa wartość w zakresie częstotliwości od zera do 100 kHz wynosi około 20 mΩ);
— dzięki zastosowaniu specjalnych termicznych układów kompensujących, stabilność stałoprądowa napięcia wyjściowego wynosi typowo kilkadziesiąt μV/°C w zakresie temperatur od −55°C do +125°C;
— bardzo dobre współczynniki stabilizacji;
— przy zastosowaniu radiatorów moc tracona może wzrosnąć nawet do kilkunastu watów;
— każdy układ ma wewnętrzne zabezpieczenie przed przeciążeniem i zwarciem, polegające na ograniczeniu prądu obciążenia do ustalonej wartości lub na zmniejszeniu prądu w przypadku przeciążenia;
— niektóre układy wyposażone są w termiczne zabezpieczenia przed przeciążeniem;
— uniwersalność polegająca na tym, że ten sam stabilizator może być wykorzystany do stabilizacji ciągłej (liniowej) lub impulsowej dla napięć ujemnych i dodatnich, może być sterowany zewnętrznym poziomem logicznym itp.

Monolityczne scalone stabilizatory napięcia stałego można podzielić na dwie grupy.

Pierwsza grupa, to stabilizatory o regulowanym napięciu wyjściowym, zwane również s t a b i l i z a t o r a m i u n i w e r s a l n y m i. Przeznaczone są one w zasadzie do zasilania układów analogowych nie pobierających dużego prądu. Odznaczają się bardzo dobrymi współczynnikami stabilizacji, mają szeroki zakres napięć stabilizowanych i są produkowane zwykle w obudowach metalowych ośmio- i dziesięcionóżkowych lub dwurzędowych czternastonóżkowych. Pracują one na ogół w zasilaczach stabilizowanych umieszczonych centralnie. Prąd wyjściowy może być zwiększony przez włączenie zewnętrznych dodatkowych tranzystorów. Do grupy tej zaliczane są następujące stabilizatory monolityczne: serie LM 105 i LM 104, μA 723 itd. oraz stabilizatory serii MC 1560 wyposażone w tranzystory mocy. Należy również dodać, że stabilizatory uniwersalne mogą być użyte do zasilania układów cyfrowych, jeśli prąd pobierany przez te układy nie przekracza wartości dopuszczalnej dla danego stabilizatora.

Druga grupa stabilizatorów o ustalonym napięciu wyjściowym, zwana l o k a l n y m i, przeznaczona jest do pracy w układach, w których nie przewiduje się zmiany napięcia zasilającego. Produkowane w standardowych metalowych obudowach mocy typu TO-3 i TO-5, o znacznie większych prądach wyjściowych

niż uniwersalne, mogą być montowane bezpośrednio na płytce drukowanej, np. z układami cyfrowymi. Do grupy tej zalicza się stabilizatory serii LM 109 μA 7800 itd.

5.4.2
PARAMETRY MONOLITYCZNYCH STABILIZATORÓW NAPIĘCIA

ZAKRES NAPIĘCIA WEJŚCIOWEGO (input voltage range). Parametry każdego monolitycznego stabilizatora napięcia podawane w katalogu zawierają sprecyzowane wartości minimalnego i maksymalnego napięcia wejściowego. Wartości te wyznaczają zakres napięcia pracy stabilizatora, w którym wytwórca gwarantuje podane wartości pozostałych parametrów. Pewna minimalna wartość napięcia wejściowego jest zwykle konieczna ze względu na zasilanie diod Zenera na płytce stabilizatora. Wartość maksymalna napięcia wejściowego ustala górną granicę tego napięcia, której przekroczenie grozi uszkodzeniem stabilizatora. Napięcie wejściowe jest zawsze większe od napięcia wyjściowego o tzw. napięcie różnicowe wejście-wyjście, które jest jednym z następnych parametrów stabilizatora.

ZAKRES NAPIĘCIA WYJŚCIOWEGO (output voltage range). Jest to zakres stabilizowanego napięcia wyjściowego, w którym obowiązują podane parametry katalogowe stabilizatora. W stabilizatorach monolitycznych uniwersalnych przez odpowiedni dobór rezystancji dzielnika zewnętrznego można wybrać dowolną wartość napięcia stabilizowanego z podanego zakresu. W stabilizatorach monolitycznych lokalnych (3-końcówkowych) wartość napięcia stabilizowanego jest ustalona z góry za pomocą wewnętrznego dzielnika rezystorowego, wykonywanego w czasie produkcji stabilizatora.

WSPÓŁCZYNNIK STABILIZACJI NAPIĘCIA WSN (input regulation lub line regulation). Jest to procentowa zmiana stabilizowanego napięcia wyjściowego przy zmianie napięcią wejściowego w ustalonych granicach. Zwykle współczynnik WSN podawany jest w procentach przy założeniu $\pm 10\%$ zmian napięcia wejściowego lub zmiany napięcia wejściowego o 1V:

$$\mathrm{WSN} = \frac{\Delta U_{wy}}{U_{wy}\Delta U_{we}} \cdot 100\% \quad [\%/\mathrm{V}] \tag{5.14}$$

gdzie

ΔU_{wy} jest zmianą napięcia U_{wy} przy zmianie napięcia wejściowego o wartość ΔU_{we}.

WSPÓŁCZYNNIK OBCIĄŻENIOWEJ STABILIZACJI NAPIĘCIA WOSN (load regulation). Jest to procentowa zmiana stabilizowanego napięcia wyjściowego przy zmianie prądu obciążenia od wartości minimalnej do maksymalnej (wartości graniczne) lub w podanych granicach. Współczynnik WOSN może być podany w procentach:

$$\mathrm{WOSN} = \frac{U_{wyL} - U_{wyH}}{U_{wyL}} \cdot 100\% \quad [\%] \tag{5.15}$$

gdzie:

U_{wyL} jest napięciem wyjściowym przy minimalnym prądzie obciążenia,

U_{wyH} jest napięciem wyjściowym przy pełnym obciążeniu.

Na ogół procentowe wartości współczynników WSN i WOSN są zbliżone do siebie, ponieważ element regulacyjny stabilizatora monolitycznego jest sterowany przez ten sam wzmacniacz prądu stałego.

Współczynnik tłumienia tętnień WTT (ripple rejection). Współczynnikiem tłumienia tętnień nazywa się stosunek międzyszczytowego napięcia tętnień na wyjściu stabilizatora do międzyszczytowego napięcia tętnień na wejściu, podawany w procentach lub decybelach. Na przykład WTT = 0,02% przy $U_{wy} = 5$ V i $\Delta U_{we} = 1$ V. Innymi słowy, współczynnik WTT jest miarą zmniejszania składowej szybkiej napięcia wejściowego niestabilizowanego, tzn. napięcia tętnień i szumów, która również podlega stabilizacji.

Często podawana jest również wartość napięcia międzyszczytowego tętnień na wyjściu, np.: $\Delta U_{wy} = 20$ mV.

Napięcie różnicowe wejście-wyjście (input-output voltage differential). Jest to różnica napięcia między napięciem wejściowym niestabilizowanym i napięciem wyjściowym stabilizowanym, przy której stabilizator działa zgodnie z podanymi parametrami katalogowymi. Zwykle określa się minimalną i maksymalną wartość tej różnicy wymaganą do poprawnej pracy stabilizatora.

Stabilność temperaturowa (temperature stability). Jako stabilność temperaturową podaje się procentową zmianę napięcia wyjściowego przy zmianie temperatury od wartości przyjętej za temperaturę otoczenia do temperatury granicznej, zakładając stałość pozostałych parametrów.

Temperaturowy zakres pracy (operating temperature range). Jest to dopuszczalny dla danego stabilizatora temperaturowy zakres pracy, w którym wytwórca gwarantuje zachowanie podanych parametrów katalogowych. Zwykle określona jest minimalna i maksymalna (graniczna) temperatura pracy.

Średni współczynnik temperaturowy napięcia wyjściowego TWN (average temperature coefficient of output voltage). Jest to stosunek względnej zmiany napięcia stabilizowanego do ustalonej zmiany temperatury otoczenia przy innych parametrach stałych. Osiągnięcie dobrego współczynnika temperaturowego stabilizacji napięcia wyjściowego jest związane z odpowiednim projektowaniem układu monolitycznego oraz zastosowaniem właściwej obudowy, aby zmiany temperatury złączy były małe. Współczynnik TWN można określić następująco:

$$\mathrm{TWN} = \pm \frac{(U_{wy\,max} - U_{wy\,min})}{\Delta T_o \cdot U_{wy}(\text{przy } T_o = 25°\mathrm{C})} \cdot 100\% \quad [\%/°\mathrm{C}] \tag{5.16}$$

gdzie:

ΔT_o — zakres temperatury pracy, np. od $-55°$C do $+125°$C w wersji wojskowej i od 0°C do $+70°$C w wersji przemysłowej,

$U_{wy\,max}$ — napięcie wyjściowe dla $T_o = +125°$C (lub $+70°$C),

$U_{wy\,min}$ — napięcie wyjściowe dla $T_o = -55°$C (lub 0°C).

PRĄD SPOCZYNKOWY (standby current drain). Jest to prąd zasilający, który płynie przez stabilizator, bez prądu obciążenia i prądu płynącego przez źródło napięcia odniesienia.

PRĄD WYJŚCIOWY (output current). Jest to maksymalny prąd obciążenia stabilizatora, przy którym obowiązują podane parametry katalogowe. Prąd obciążenia (wyjściowy) może być zwiększony przez dołączenie zewnętrznych dodatkowych tranzystorów regulacyjnych.

PRĄD ZWARCIOWY (short-circuit current limit). Jest to prąd wyjściowy stabilizatora przy wyjściu zwartym do masy. Wartość tego prądu zależy od wartości rezystora R_{SC} dołączanego do stabilizatora w charakterze czujnika prądowego. Należy również pamiętać, że zabezpieczenie przeciążeniowe może polegać na ograniczaniu prądu wyjściowego do pewnej wartości lub na redukcji tego prądu do wartości mniejszej niż przy ograniczeniu.

MINIMALNY PRĄD OBCIĄŻENIA (minimum load current). Jest to minimalny prąd obciążenia pobierany ze stabilizatora, wymagany do jego prawidłowej pracy. Prąd ten jest zwykle równy zeru.

WYJŚCIOWE NAPIĘCIE SZUMÓW (output noise voltage). Wyjściowe napięcie szumów jest składową napięcia wyjściowego i jest mierzone jako wartość skuteczna napięcia szumów przy stałym obciążeniu i bez tętnień wejściowych. W wielu przypadkach podawana jest międzyszczytowa (od piku do piku) wartość napięcia szumów w μV lub mV. Często zamiast jednej wartości napięcia szumów podawany jest wykres zależności napięcia szumów [$\mu V/\sqrt{Hz}$] w funkcji częstotliwości [Hz].

NAPIĘCIE CZUŁOŚCI LUB NAPIĘCIE OGRANICZENIA PRĄDOWEGO (current-limit sense voltage). Jest to napięcie na końcówkach „ograniczenie prądu obciążenia", konieczne do wywołania ograniczenia prądu wyjściowego stabilizatora przy zwartym wyjściu. Napięcie to stosuje się przy określaniu wartości zewnętrznego rezystora R_{SC}, ograniczającego prąd wyjściowy stabilizatora.

STABILNOŚĆ DŁUGOCZASOWA (long term stability). Jest to procentowa zmiana napięcia wyjściowego stabilizowanego przy pracy ciągłej stabilizatora w określonym czasie, np. 1000 godzin.

REZYSTANCJA WYJŚCIOWA DLA PRĄDU STAŁEGO (output resistance). Rezystancja wyjściowa dla prądu stałego jest parametrem, który wskazuje jak zmienia się napięcie stabilizowane przy zmianach prądu obciążenia.

IMPEDANCJA WYJŚCIOWA DLA PRĄDU ZMIENNEGO (output impedance). Impedancja wyjściowa dla prądu zmiennego wskazuje, jak zmienia się napięcie stabilizowane przy przepływie przez stabilizator prądów zmiennych o częstotliwościach wytwarzanych w zasilanym układzie elektronicznym lub przez niego przenoszonych.

CZAS ODPOWIEDZI NA ZAKŁÓCENIE (transient response). Jest to czas liczony od chwili szybkiej zmiany napięcia wyjściowego (lub prądu wyjściowego) do chwili, w której zadziała stabilizator doprowadzając napięcie wyjściowe (lub prąd wyjściowy) z powrotem do poprzedniej wartości. W stabilizatorach napięcia

szybka zmiana napięcia wyjściowego może być wywołana przy badaniu czasu odpowiedzi, przez zmianę napięcia wejściowego lub prądu wyjściowego.

MAKSYMALNA MOC STRAT W TEMPERATURZE OTOCZENIA (maximum internal power dissipation, $T_{amb} = 25°C$). Jest to maksymalna moc, która może się wydzielić w monolitycznej płytce krzemowej stabilizatora w temperaturze otoczenia nie powodując jego uszkodzenia.

5.4.3
BUDOWA MONOLITYCZNEGO SCALONEGO STABILIZATORA

Technologia układów monolitycznych pozwala na rozbudowanie układu stabilizatora, czyli wprowadzenie na płytce wielu dodatkowych elementów aktywnych, realizujących na przykład zabezpieczenia prądowe czy termiczne — nieznacznie tylko zwiększając koszt przy utrzymaniu wymiarów zewnętrznych porównywalnych z innymi układami liniowymi. Z drugiej strony jednak, problemy mocy traconej, dryfów termicznych i nierównomiernego rozkładu temperaturowego stawiają specjalne wymagania co do konstrukcji płytki stabilizatora i jego obudowy.

Typowy schemat blokowy monolitycznego stabilizatora napięcia nie różni się od podanego na rys. 5.1. Wewnętrznie generowane napięcie odniesienia U_o jest niezależne od temperatury i napięcia zasilającego. Jeśli wzmacniacz błędu ma duże wzmocnienie K, to napięcie wyjściowe jest równe:

$$U_{wy} \approx U_o/\beta$$

gdzie β jest współczynnikiem sprzężenia zwrotnego określonym przez rezystory R_1, R_2, tzn.:

$$\beta = \frac{R_2}{R_1+R_2} \leqslant 1$$

Współczynnik stabilizacji napięcia WSN jest bezpośrednio zależny od stabilności napięcia odniesienia w funkcji U_{we} i na przykład, jeśli to ostatnie zmieni się o ΔU_o, to odpowiednia zmiana napięcia wyjściowego wynosi:

$$\Delta U_{wy} = \Delta U_o \frac{K}{1+\beta K} \approx \frac{\Delta U_o}{\beta} \tag{5.17}$$

Podobnie, zmiana napięcia wyjściowego przy zmianie prądu obciążenia o ΔI_{wy} wynosi:

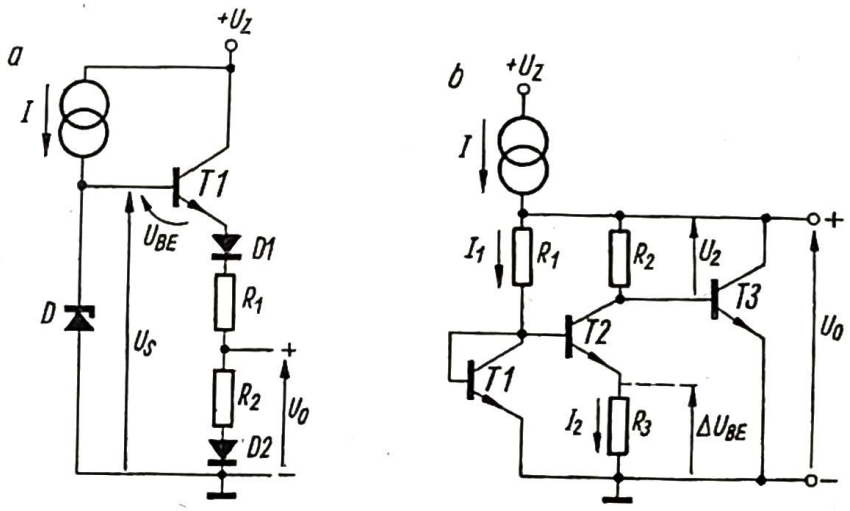
$$\Delta U_{wy} = \Delta I_{wy} \cdot \frac{R_{wy}}{1+\beta K} \approx \Delta I_{wy} \cdot R_{wyS} \tag{5.18}$$

Zakres napięć stabilizowanych jest równy $U_o \leqslant U_{wy} < U_{we}$, przy czym zawsze $U_{wy} < U_{we}$ ze względu na spadek napięcia na elemencie regulacyjnym. Szeroki zakres zmian napięcia stabilizowanego można otrzymać wówczas, gdy napięcie U_o jest małe. Aby w tych warunkach otrzymać duże napięcie U_{wy}, współczynnik β musi być mały, tzn. konieczna jest redukcja wzmocnienia w pętli

stabilizacji. Prowadzi to do pogorszenia współczynników stabilizacji [por. równania (5.17) i (5.18)].

Typowe wartości napięć odniesienia, które można otrzymać w układach monolitycznych przy bliskim zeru współczynniku temperaturowym, leżą w zakresie od 1,2 V do 2,5 V.

Na rys. 5.18 przedstawiono dwa układy źródeł napięcia odniesienia. Układ z rys. 5.18a zawiera diodę Zenera D, utworzoną ze zwrotnie spolaryzowanego złącza baza-emiter. Dioda D jest zasilana stałym prądem I i dostarcza napięcie stabilizowane U_S o dodatnim współczynniku termicznym (około +3 mV/°C).



5.18. Źródła napięcia odniesienia w stabilizatorach monolitycznych
a — układ z kompensacją diodową,
b — układ z kompensacją napięć baza-emiter

Współczynnik termiczny sumy napięć U_{BE} i U_{D1} wynosi około +7 mV/°C. Z drugiej strony współczynnik termiczny napięcia U_{D2} wynosi około −2 mV/°C. Dobierając odpowiednio wartości rezystorów R_1 i R_2, przyłączonych do punktów o przeciwnych dryfach termicznych, można uzyskać napięcie U_o o bliskim zeru współczynniku termicznym. Napięcie U_o jest równe:

$$U_o = \frac{R_2 U_S + U_{BE}(R_1 - 2R_2)}{R_1 + R_2} \tag{5.19}$$

Współczynnik termiczny napięcia U_o może być sprowadzony do zera przez dobranie odpowiedniego stosunku rezystancji:

$$\frac{R_1 - 2R_2}{R_2} = -\frac{\mathrm{d}U_S/\mathrm{d}T}{\mathrm{d}U_{BE}/\mathrm{d}T} \tag{5.20}$$

Dla typowych wartości $\mathrm{d}U_S/\mathrm{d}T$ i $\mathrm{d}U_{BE}/\mathrm{d}T$ elementów układu scalonego, zakres napięcia U_o o bliskim zeru współczynniku termicznym wynosi od 1,7 do 2,5 V.

Podobny układ wytwarzania napięcia odniesienia przedstawiono na rys. 5.18b. W tym układzie tranzystor $T1$ steruje prądem tranzystora $T2$, który pracuje jako źródło prądowe (patrz rys. 2.47). Napięcie na rezystorze R_2 jest równe różnicy napięć baza-emiter tranzystorów $T1$ i $T2$, które zgodnie z zależnościami (2.68) i (2.69) wynosi:

$$\Delta U_{BE} = U_{BE1} - U_{BE2} = U_T \ln(I_1/I_2)$$

Napięcie U_2 w przybliżeniu jest równe:

$$U_2 = \frac{R_2}{R_3} \cdot \Delta U_{BE} \tag{5.21}$$

Napięcie wyjściowe U_o jest równe sumie napięcia baza-emiter tranzystora *T3* oraz napięcia U_2, tzn.:

$$U_o = U_{BE} + \Delta U_{BE} \cdot \frac{R_2}{R_3} \tag{5.22}$$

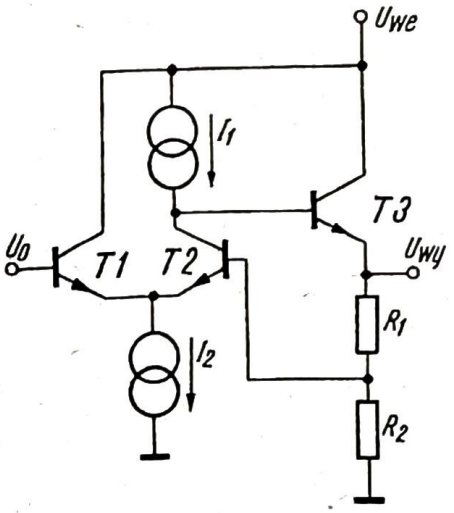
Wiadomo, że napięcie U_{BE} maleje z temperaturą o około 2 mV/°C. Jednak ΔU_{BE} ma odpowiedni dodatni współczynnik temperaturowy, określony przez

$$\frac{\mathrm{d}(\Delta U_{BE})}{\mathrm{d}T} = \frac{U_T}{T} \ln(I_1/I_2) \tag{5.23}$$

Dobierając odpowiednio wartości prądów I_1 i I_2 (zwykle $I_1/I_2 = 10$) oraz stosunek rezystorów R_2/R_3, można uczynić napięcie U_o prawie niezależne od temperatury. Przyjmując $R_2/R_3 = 10$, otrzymuje się napięcie $U_o \approx 1{,}2$ V o bliskim zeru współczynniku termicznym.

Dodatkową zaletą jest fakt, że źródło napięcia odniesienia zbudowane na podstawie kompensacji napięć baza-emiter ma mniejsze szumy wyjściowe w porównaniu z diodą Zenera. Eliminuje to konieczność stosowania dużych pojemności filtrujących na wyjściu źródła odniesienia w celu zmniejszenia szumów.

Przedstawione obydwa układy do wytwarzania napięcia odniesienia w stabilizatorach monolitycznych mają tę niedogodność, że wartości U_o i $\mathrm{d}U_o/\mathrm{d}T$ są zależne od siebie i nie mogą być dobierane oddzielnie.



5.19. Uproszczony schemat szeregowego monolitycznego stabilizatora napięcia

Uproszczony schemat szeregowego monolitycznego stabilizatora napięcia podano na rys. 5.19. Wzmacniacz błędu, zbudowany z wykorzystaniem stopnia różnicowego z tranzystorami *T1* i *T2* z obciążeniem aktywnym w postaci źródła prądowego, pozwala osiągnąć wzmocnienie rzędu 60÷70 dB. Jest on zwykle

wewnętrznie skompensowany częstotliwościowo, podobnie jak wzmacniacze operacyjne. Tranzystor *T3* — zwykle w układzie wspólnego kolektora w połączeniu Darlingtona — pozwala uzyskać odpowiedni prąd wyjściowy.

5.4.4
STABILIZATORY MONOLITYCZNE O REGULOWANYM NAPIĘCIU WYJŚCIOWYM (UNIWERSALNE)

5.4.4.1
STABILIZATORY SERII LM 100, LM 105, LM 104

Stabilizatory monolityczne LM 100/LM200/LM300, LM105/LM205/LM305 i LM104/LM204/LM304 firmy National Semiconductor są jednymi z najbardziej znanych układów stabilizatorów napięcia stałego. Ścisłymi odpowiednikami wyżej wymienionych stabilizatorów są:

SG100/SG200/SG300
SG105/SG205/SG305 firmy Silicon General
SFC 2100M/SFC 2200/SFC 2300
SFC 2104M/SFC 2204/SFC 2304
SFC 2105M/SFC 2205/SFC 2305 firmy Sescosem
(litera M oznacza temperaturowy zakres pracy od $-55°C$ do $+125°C$)
i 100/ i 300
i 105/ i 305 firmy Intersil

STABILIZATORY LM100/LM200/LM300. Schemat ideowy stabilizatora napięcia serii LM100 przedstawiono na rys. 5.20. Układ zawiera wewnętrzne źródło napięcia odniesienia pracujące z diodą Zenera *D1*, zasilaną stałym prądem jednego z kolektorów tranzystora *T2*. Dioda Zenera *D1* jest elementem skompensowanym termicznie o napięciu Zenera 6,3 V. Ponieważ z tak dużego napięcia odniesienia można byłoby korzystać przy napięciach stabilizowanych wyższych od około 8 V, w układzie obniża się to napięcie, umożliwiając stabilizację również niskich napięć wejściowych.

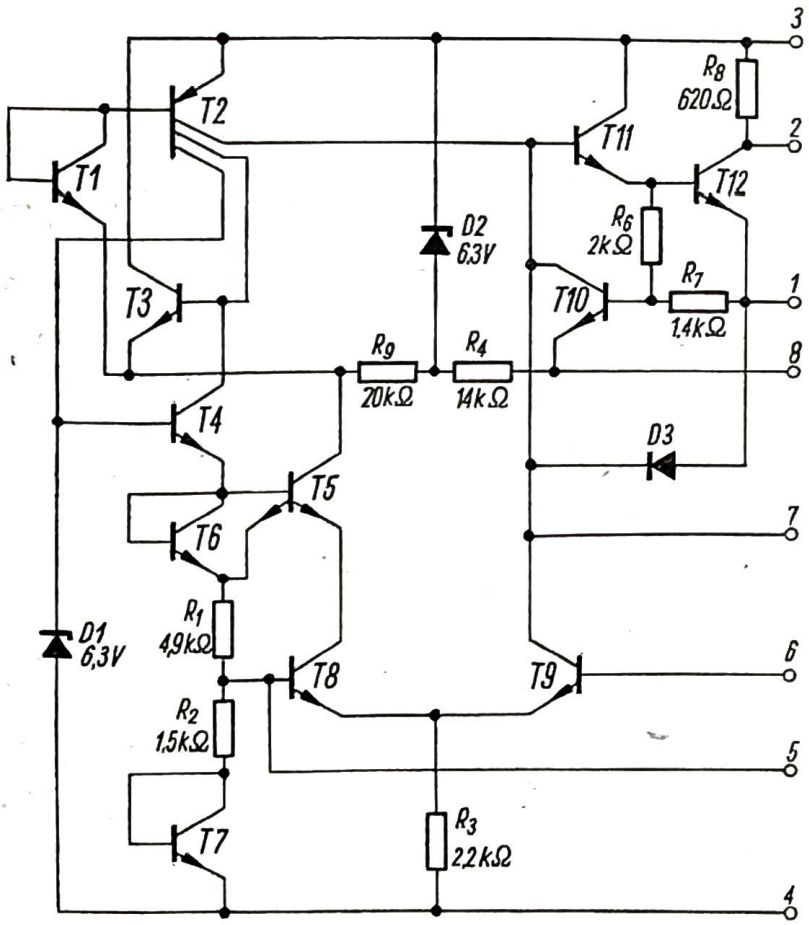
Napięcie utrzymywane na diodzie *D1*, które ma dodatni współczynnik temperaturowy, jest doprowadzane przez wtórnik emiterowy *T4* na dzielnik R_1, R_2, włączony szeregowo z tranzystorami *T6* i *T7*, pracującymi w połączeniach diodowych. Ujemny współczynnik temperaturowy tranzystora *T7* kompensuje dodatni współczynnik temperaturowy napięcia na rezystorze R_2 (patrz rys. 5.18a) i w rezultacie tego otrzymuje się na bazie tranzystora *T8* napięcie około 1,8 V, skompensowane termicznie. Punkt ten (baza tranzystora *T8*) jest też wyprowadzony na zewnątrz (końcówka *5*) i służy do podłączenia zewnętrznego kondensatora 0,1 μF dla zredukowania szumów diody Zenera.

Tranzystor *T2* jest elementem bocznym (lateralnym) wielokolektorowym typu *p-n-p* o małym wzmocnieniu prądowym (0,5÷5). Tranzystory *T8* i *T9* tworzą wzmacniacz błędu. Wzmacniacz błędu zawiera tylko jeden stopień różnicowy o dużym wzmocnieniu rzędu 2000, uzyskanym dzięki zastosowaniu źródła prądowego jako obciążenia (wykorzystując w tym celu jeden z kolektorów

tranzystora *T2*). Trzeci kolektor tranzystora *T2*, od którego zależą prądy dwu pozostałych, utrzymuje prąd praktycznie równy prądowi kolektora tranzystora *T4*, za pomocą układu sprzężenia zwrotnego oddziałującego na prąd bazy tranzystora *T2* poprzez tranzystory *T3*, *T5* i *T1*.

Dioda *D2* ogranicza zmiany prądu w tranzystorze *T3* przy zmianach napięcia zasilającego, co znacznie poprawia stabilność napięcia wyjściowego. Rezystory R_4 i R_9 umożliwiają rozruch układu po włączeniu zasilania, gdyż przez nie i przez rezystancję obciążenia płynie w pierwszej chwili prąd bazy tranzystora *T2*. Wysterowane w ten sposób źródło prądowe wprowadza diodę *D1* w stan przebicia zenerowskiego. Układ rozruchowy jest połączony z wyjściem stabilizatora, a nie masą, aby zmniejszyć straty mocy wewnątrz stabilizatora. Takie połączenie sprawia, że minimalny prąd dobierany ze stabilizatora nie może spaść poniżej 3 mA, gdyż w przeciwnym przypadku stabilizator nie będzie pracować poprawnie. Nie jest to problemem, ponieważ dzielnik rezystorowy ustalający poziom napięcia wyjściowego pobiera dostateczny prąd dla podtrzymania poprawnej pracy układu.

Wzmacniacz błędu steruje stopniem wyjściowym zbudowanym na tranzystorach *T11* (wtórnik) i *T12* (tranzystor szeregowy). Kolektor tranzystora wyjścio-



5.20. Schemat ideowy monolitycznego stabilizatora napięcia stałego serii LM 100

Oznaczenia wyprowadzeń:
1 — ograniczenie prądu obciążenia,
2 — zwiększanie prądu obciążenia,
3 — napięcie niestabilizowane ($+U_{we}$),
4 — masa ($-U_{we}$, $-U_{wy}$),
5 — napięcie odniesienia,
6 — wejście sterujące,
7 — kompensacja częstotliwościowa,
8 — napięcie stabilizowane ($+U_{wy}$)

wego *T12* jest wyprowadzony na zewnątrz (końcówka *2*), aby umożliwić dołączenie zewnętrznego tranzystora typu *p-n-p* lub kombinacji tranzystorów *p-n-p*—*n-p-n* w celu zwiększenia prądu wyjściowego stabilizatora. Rezystor R_8 dołączony

jest wtedy równolegle do złącza emiter-baza tranzystora zewnętrznego *p-n-p*. Jeżeli stabilizator pracuje bez tranzystora zewnętrznego, to rezystor ten należy zewrzeć.

Dioda *D3* zapobiega nasycaniu się tranzystora *T9*, gdy układ pracuje w warunkach stabilizacji impulsowej. Przy pracy liniowej stabilizatora, dioda *D3* nie odgrywa żadnej roli. Ograniczenie prądu jest uzyskiwane za pomocą tranzystora *T10*. Wartość prądu przy ograniczeniu zależy od rezystora włączonego między końcówki *1* i *8*. Gdy spadek napięcia na tym rezystorze będzie wystarczający do wysterowania tranzystora *T10*, tranzystor ten przejmuje prąd bazy tranzystora *T11* i zapobiega dalszemu zwiększaniu się prądu obciążenia.

Jak pokazano na rys. 5.20, napięcie sterujące podawane do tranzystora *T10* jest równe napięciu na rezystorze zewnętrznym powiększonemu o część napięcia baza-emiter tranzystora *T12*. Rozwiązanie takie ma dwie zalety. Po pierwsze, pozwala zmniejszyć spadek napięcia na rezystorze zewnętrznym, niezbędny do wysterowania tranzystora *T10*. Po drugie, ponieważ przy ograniczeniu prądu tranzystor *T12* działa przy znacznie większej gęstości prądu emitera niż tranzystor *T10*, więc jego współczynnik temperaturowy napięcia baza-emiter będzie mniejszy. W rezultacie wartość prądu ograniczanego zmniejsza się dwukrotnie przy wzroście temperatury płytki krzemowej od 25°C do 150°C. W celu uniknięcia oscylacji w układzie należy między bazę i kolektor tranzystora *T9* (wyprowadzenia *6* i *7*) włączyć zewnętrzny kondensator odsprzęgający o wartości około 50 pF.

Podstawowe dane maksymalne i parametry elektryczne stabilizatorów LM100/LM200/LM300 podano w tablicy 5.3. Układy te produkowane są w obudowie metalowej TO-99 z ośmioma wyprowadzeniami lub w obudowie plastykowej dwurzędowej TO-116 z czternastoma wyprowadzeniami.

Na rys. 5.21 przedstawiono podstawowy układ pracy stabilizatora napięcia stałego, zrealizowany z wykorzystaniem stabilizatora scalonego LM100. Napięcie wyjściowe jest określone przez dzielnik R_1 i R_2 z dokładną regulacją za pomocą potencjometru R_3. Rezystancja widziana z końcówki *6* powinna być w przybliżeniu równa 2 kΩ, aby zminimalizować wpływ prądów wejściowych wzmacniacza.

Rysunek 5.22 przedstawia zależność optymalnych rezystancji R_1 i R_2 w funkcji dobieranego napięcia wyjściowego. Rezystancja potencjometru R_3 powinna być równa 1/4 wartości R_2, aby łatwo było ustalić odpowiednie napięcie wyjściowe.

Na rys. 5.23 przedstawiono stabilizator, w którym dzięki dodaniu dwóch tranzystorów zewnętrznych można uzyskać stabilizację napięcia wyjściowego w zakresie 2÷20 V lub 2÷30 V (w zależności od typu zastosowanego układu scalonego serii LM 100) przy maksymalnym prądzie obciążenia równym 2 A. Tranzystor *T2* typu *p-n-p* zastosowano do sterowania tranzystora mocy *T1* typu *n-p-n*. Na wejściu i wyjściu stabilizatora włączono kondensatory o małej indukcyjności, aby uniknąć możliwości oscylacji układu. Wartość rezystora R_3 dobrano w tym przypadku równą 0,1 Ω, gdyż stopień wyjściowy *T1*, *T2* mnoży prąd przez 100.

Obydwa przedstawione stabilizatory są zabezpieczone przed przeciążeniem na zasadzie ograniczenia maksymalnej wartości prądu obciążenia. Charakterysty-

PODSTAWOWE PARAMETRY MONOLITYCZNYCH SCALONYCH STABILIZATORÓW NAPIĘCIA STAŁEGO FIRMY NATIONAL SEMICONDUCTOR

Tablica 5.3

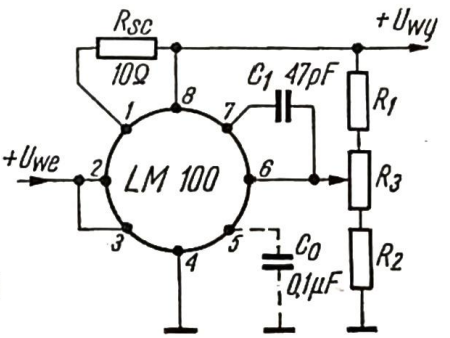
Parametry \ Firma / Typ	National Semiconductor								
	LM 100	LM 200	LM 300	LM 105	LM 205	LM 305	LM 104	LM 204	LM 304
Zakres napięcia wejściowego (V)	+8,5 do +40	+8,5 do +40	+8,0 do +30	+8,5 do +50	+8,5 do +50	+8,0 do +40	−50 do −8	−50 do −8	−40 do −8
Zakres napięcia wyjściowego (V)	+2,0 do +30	+2,0 do +30	+2,0 do +20	+4,5 do +40	+4,5 do +40	4,5 do +30	−40 do 0	−40 do 0	−30 do 0
Napięcie różnicowe wejście-wyjście min (V)	3	3	3	3	3	3	2	2	2
WSN[1] (%)	0,2	0,2	0,2	0,06	0,06	0,06	0,1	0,1	0,1
WOSN[2] (%)	0,1	0,1	0,1	0,02	0,02	0,02	0,01	0,01	0,01
Temperaturowy zakres pracy (°C)	−55 do +125	−25 do +85	0 do +70	−55 do +125	−25 do +85	0 do +70	−55 do +125	−25 do +85	0 do +70
Stabilność temp. (%)	1,0	1,0	2,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
Prąd spoczynkowy (mA)	1,0	1,0	1,0	0,8	0,8	0,8	3,6	3,6	3,6
Prąd wyjściowy[3] (mA)	20	20	20	20	20	20	20	20	20
Min. prąd wyjściowy (mA)	3	3	3	0	0	0	0	0	0
WTT[1] (%)	0,02	0,02	0,02	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01
Obudowa	TO-5 Flat Pack	TO-5	TO-5	TO-5 Flat Pack	TO-5	TO-5	TO-5 Flat Pack	TO-5	TO-5

[1] $U_{wy} = 5$, $\Delta U_{we} = 1$ V

[2] $U_{wy} = 10$ V, $I_{wy} = 12$ mA dla serii LM 100 i LM 105
$I_{wy} = 20$ mA dla serii LM 104

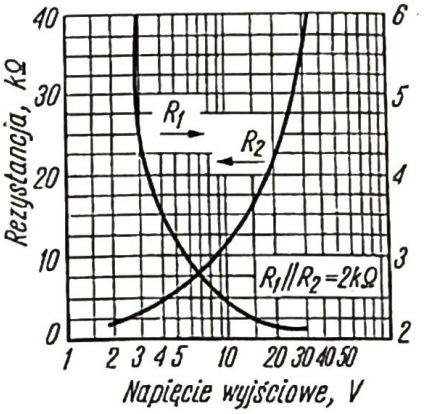
[3] Wartość prądu wyjściowego bez zewnętrznych tranzystorów

ki stabilizacji układu pracującego bez ograniczenia prądu obciążenia ($R_{SC} = 0$) dla różnych temperatur otoczenia przedstawiono na rys. 5.24. Charakterystyki stabilizacji układu pracującego z ograniczeniem prądu przy przeciążeniu lub zwarciu na wyjściu ($R_{SC} = 10\ \Omega$) dla różnych temperatur otoczenia są podane na rys. 5.25.

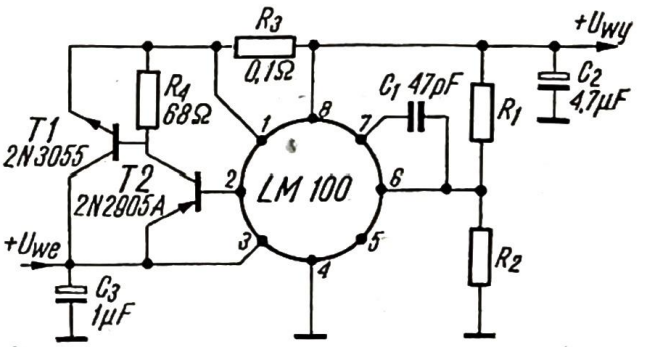


5.21. Podstawowy układ pracy stabilizatora LM 100

5.22. Dobór optymalnych wartości rezystorów R_1 i R_2

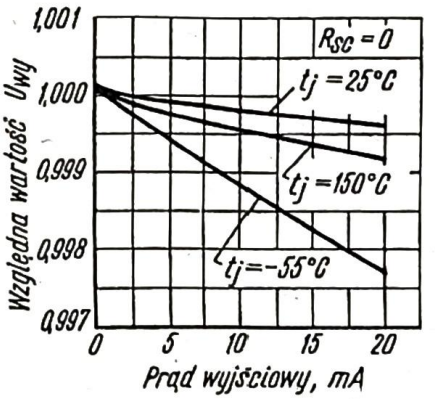


Stabilizatory napięcia stałego LM 200 i LM 300 są używane w takich samych układach połączeń jak LM 100 (rys. 5.21 i rys. 5.23), z tym zastrzeżeniem, że należy pamiętać o specyficznych ograniczeniach wynikających z parametrów

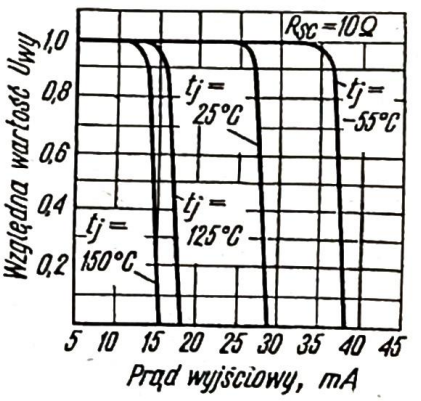


5.23. Stabilizator scalony LM 100 z tranzystorami zewnętrznymi zwiększającymi prąd obciążenia do wartości 2A

tych układów. Stabilizator LM 100 jest źródłem stabilizowanego napięcia dodatniego. Mimo to, może dostarczać również stabilizowanych napięć ujemnych w stosunku do masy przy uziemieniu odpowiedniego zacisku wyjściowego.



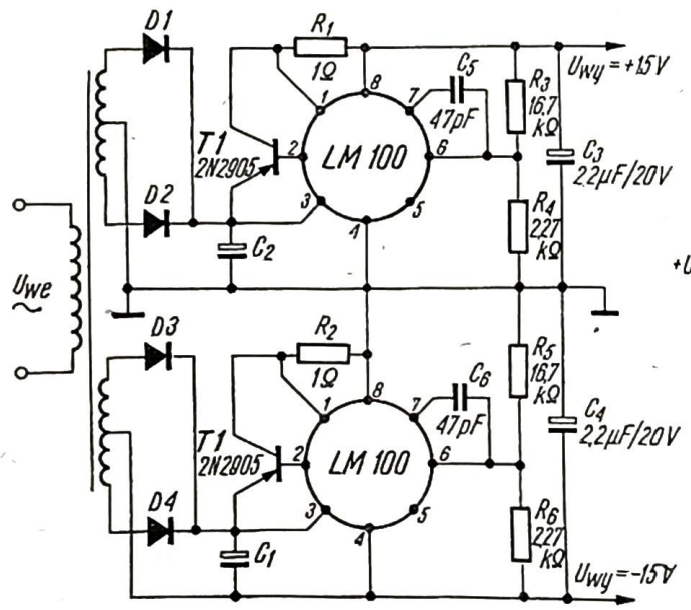
5.24. Charakterystyki stabilizacji bez ograniczenia prądu wejściowego



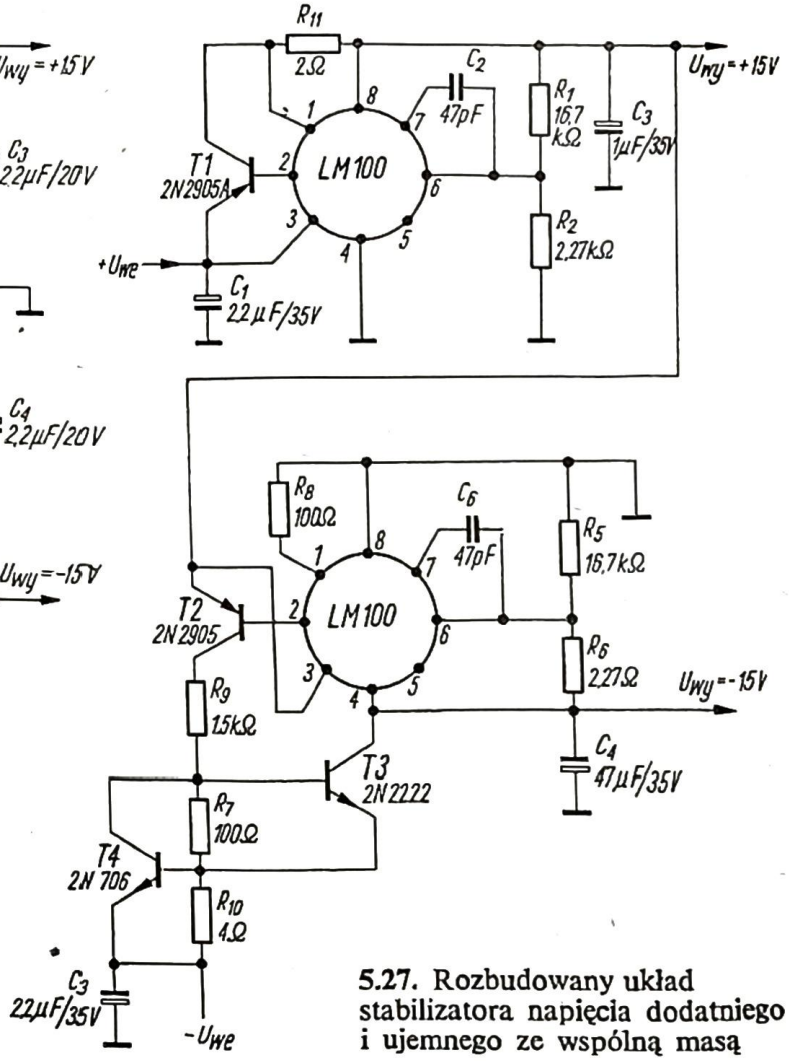
5.25. Charakterystyki stabilizacji z ograniczeniem prądu wejściowego

Na rys. 5.26 przedstawiono układ zasilacza ±15 V, w którym zarówno stabilizator napięcia +15 V, jak i −15 V zrealizowano z wykorzystaniem układu scalonego LM 100. W przypadku jednak stabilizatora napięcia ujemnego zbu-

dowanego z układem LM 100 nie można połączyć ze sobą dodatnich biegunów napięcia wejściowego i wyjściowego. W pewnych zastosowaniach brak takiej możliwości stanowi poważną wadę, gdyż np. nie można przyłączyć do wspólnego źródła napięcia niestabilizowanego kilku stabilizatorów napięć ujemnych zbudowanych z układami scalonymi LM 100.



5.26. Układ zasilacza napięć stabilizowanych ±15 V

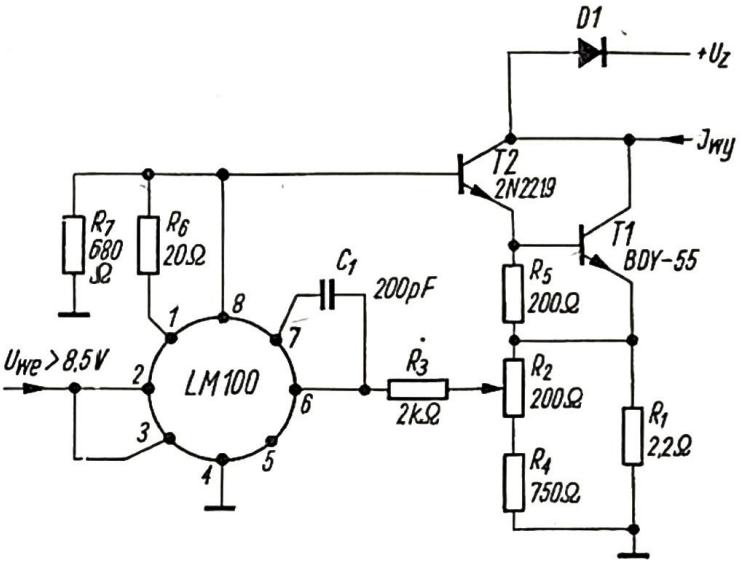


5.27. Rozbudowany układ stabilizatora napięcia dodatniego i ujemnego ze wspólną masą

Rozbudowując nieco układ zewnętrzny można zbudować na układzie LM 100 stabilizator napięcia ujemnego i dodatniego, w którym wejścia i wyjścia są na wspólnej masie. Układ taki podano na rys. 5.27. Końcówka *8* stabilizatora LM 100 (dolnego) jest na masie, natomiast końcówka *4* jest wyjściem stabilizowanego napięcia ujemnego. Tranzystor *T2* typu *p-n-p*, włączony podobnie jak poprzednio, steruje tranzystorem szeregowym *T3* typu *n-p-n*. Elementy dodatkowe R_7, R_8, R_9, R_{10} oraz *T4* stanowią układ ograniczenia prądu wyjściowego.

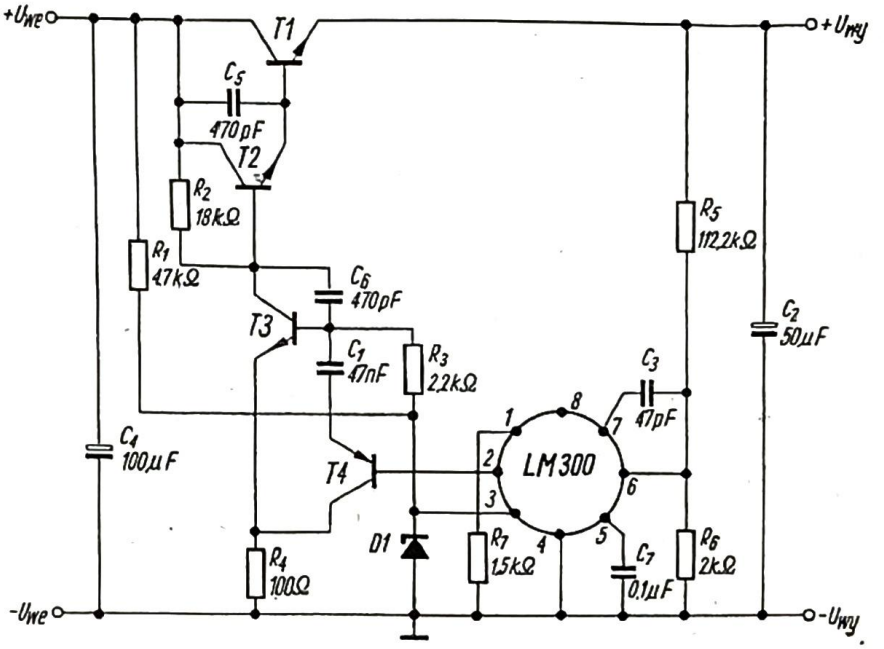
Kolejnym układem, w którym można zastosować stabilizator scalony LM 100, jest źródło prądowe o wydajności 1 A. Rysunek 5.28 przedstawia schemat źródła prądowego. Układ scalony LM 100 stabilizuje tutaj prąd emitera stopnia Darlingtona (*T1*, *T2*), prąd wyjściowy zaś jest prądem kolektorów tych tranzystorów. Wprowadzenie stopnia Darlingtona (*T1*, *T2*) polepsza dokładność układu, zmniejszając błąd spowodowany prądem bazy. Rezystor R_7 zapewnia konieczny minimalny prąd obciążenia układu stabilizatora. W przypadku obciążenia in-

dukcyjnego dioda *D1* likwiduje przerzuty, gdy napięcie wejściowe jest za duże. Prąd wyjściowy jest dobierany za pomocą potencjometru R_2. Wartość maksymalna napięcia zasilania jest ograniczona napięciem przebicia tranzystorów *T1* i *T2*. Gdy napięcie $+U_Z$ jest mniejsze od 40 V można je również wykorzystać



5.28. Układ źródła prądowego o wydajności 1 A

do zasilania układu LM 100. Prąd wyjściowy może być wyłączany przez zwarcie końcówki *7* z masą przez dodatkową diodę włączoną na przewodzenie. Jeśli szybkość przełączania prądu wyjściowego ma być większa, to należy zastosować szybszy tranzystor *T1*, np. 2N 3445, i wartość pojemności C_1 zredukować do około 47 pF. Można również zmienić diodę *D1* na szybszą, np. 1N 3880.



5.29. Układ stabilizatora napięcia 100 V; 0,5 A

Interesujący układ stabilizatora napięcia 100 V przy prądzie wyjściowym 0,5 A zbudowany z wykorzystaniem układu scalonego LM 300 przedstawiono na rys. 5.29. W układzie tym ujemny biegun zasilania stabilizatora scalonego jest połączony z ujemnym biegunem zasilacza, czyli z biegunem przeciwnym do tego, w którym znajduje się tranzystor regulacyjny. Tranzystor *T1* pracuje jako rezystor o zmiennej rezystancji i w połączeniu z tranzystorem *T2* tworzą stopień

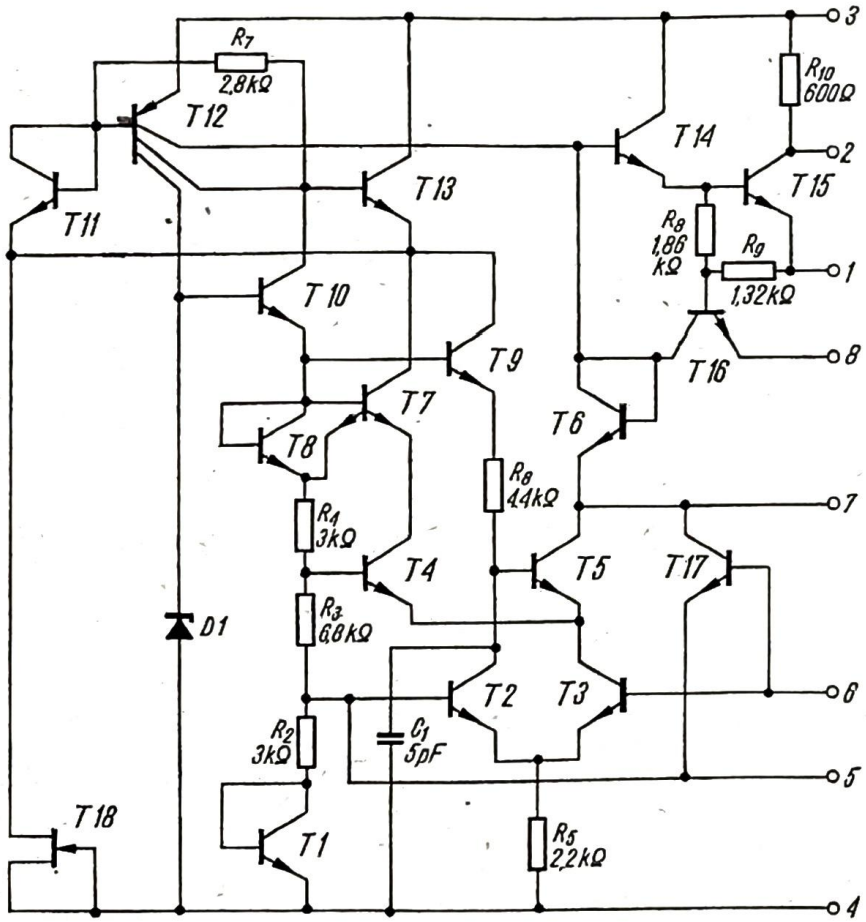
Darlingtona. Stopniem tym sterują tranzystory *T3* i *T4* o wzmocnieniu około 4000. Tranzystor *T4* przenosi sygnał sterujący z układu stabilizatora scalonego od poziomu napięcia diody Zenera *D1* (około 12 V) do poziomu około 100 V, na którym znajduje się baza tranzystora *T3*. Napięcie wyjściowe stabilizowane jest redukowane przez dzielnik napięcia R_5 i R_6 i porównywane w stabilizatorze z wewnętrznym napięciem odniesienia rzędu 1,7 V. Wyjściowe napięcie błędu (końcówka *2*) podawane jest na tranzystor *T4*, a ten z kolei przez tranzystor *T3* steruje stopniem *T1*, *T2*. Układ ma następujące parametry:

WOSN (od 10 mA do 500 mA) = 0,08%,

WSN (U_{we} = 124 V±14%, I_{wy} = 400 mA) = ±0,007%,

$R_{wyS} \approx 0{,}02\,\Omega$, $U_{we\,min}$ = 107 V.

STABILIZATORY LM 105/LM 205/LM 305. Ulepszoną wersją stabilizatora scalonego LM 100 jest stabilizator LM 105. Schemat ideowy stabilizatora serii LM 105 przedstawiono na rys. 5.30. Różnice występujące między układami



5.30. Schemat ideowy scalonego stabilizatora napięcia serii LM 105

Oznaczenia wyprowadzeń:

1 — ograniczenie prądu obciążenia,
2 — zwiększanie prądu obciążenia,
3 — napięcie niestabilizowane (+ U_{we}),
4 — masa (− U_{we}, − U_{wy}),
5 — napięcie odniesienia
6 — wejście sterujące,
7 — kompensacja częstotliwościowa,
8 — napięcie stabilizowane (+ U_{wy})

LM 100 i LM 105 można zauważyć porównując ich schematy ideowe. Źródło napięcia odniesienia układu LM 105 jest takie samo jak w LM 100, z tym że prąd płynący przez dzielnik R_2, R_3 i R_4 jest zredukowany dwukrotnie w celu zmniejszenia mocy traconej.

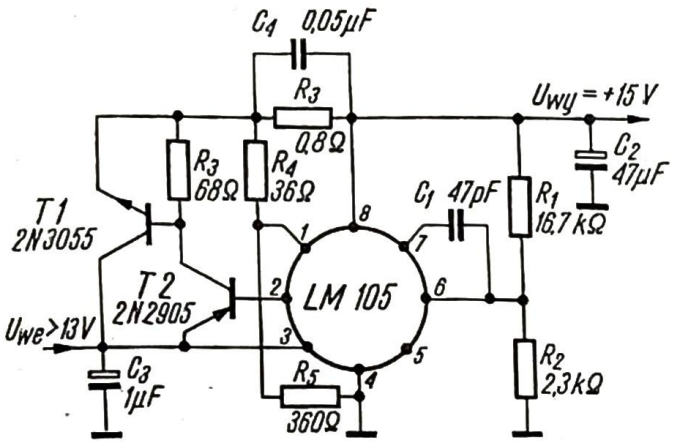
W układzie LM 105 tranzystory *T2* i *T3* tworzą wzmacniacz sprzężony emiterowo o wzmocnieniu napięciowym około 20, w którym tranzystor *T3* jest wejściowym wtórnikiem emiterowym, *T2* zaś — wyjściowym wzmacniaczem w układzie ze wspólną bazą. Rezystor R_6 jest obciążeniem kolektorowym tego stopnia. Następny stopień, zbudowany z tranzystorów *T4* i *T5*, jest wzmacniaczem różnicowym, o wzmocnieniu którego decyduje tranzystor *T5* ze stałoprądowym obciążeniem kolektorowym. Funkcję źródła prądowego spełnia jeden z kolektorów tranzystora *T12*, tak że wzmocnienie tego stopnia wynosi około 1500. W rezultacie całkowite wzmocnienie wzmacniacza wynosi około 30 000, a więc jest prawie 10 razy większe niż w przypadku stabilizatora LM 100. Należy dodać, że obydwa stopnie *T2* i *T3* oraz *T4* i *T5* wzmacniacza błędu są w czasie pracy doskonale zrównoważone i dlatego wzmacniacz błędu ma minimalny dryf w szerokim zakresie temperaturowym.

Dalszą różnicę między LM 100 a LM 105 stanowi wprowadzenie tranzystora polowego *T18*, pracującego jako źródło prądowe połączone z masą. W ten sposób udało się ominąć warunek na minimalny prąd obciążenia wymagany do poprawnej pracy stabilizatora LM 100. Po doprowadzeniu napięcia wejściowego tranzystor *T18* zasila bazę tranzystora wielokolektorowego *T12*, uruchamiając tym samym stabilizator. W układzie stabilizatora LM 105 konieczne było dodanie tranzystora *T17* w celu wyeliminowania zjawiska blokowania się układu (latch up), które może wystąpić przy pracy z niskimi napięciami wyjściowymi. Bez tranzystora *T17* zjawisko to może pojawić się wówczas, gdy tranzystor *T3* nasyci się i odetnie drugi stopień wzmacniacza błędu (tranzystory *T4* i *T5*), co spowoduje zablokowanie wyjścia na napięciu prawie równym napięciu wejściowemu U_{we}.

Reasumując, zmiany które zostały wprowadzone w układzie stabilizatora LM 105 poprawiają 10-krotnie współczynniki stabilizacji, zwiększają nieco zakres napięć stabilizowanych i pozwalają na poprawną pracę stabilizatora także przy prądzie obciążenia równym zeru. W większości zastosowań układy scalone LM 100 i LM 105 są w pełni wymienne mechanicznie i elektrycznie. W przypadku jednak stabilizatora impulsowego (patrz rys. 5.102) wartość rezystora zastosowanego w pętli dodatniego sprzężenia zwrotnego powinna być dwukrotnie zwiększona. Również oczywiste są konsekwencje wynikające z faktu, że minimalne napięcie wyjściowe układu LM 105 wynosi 4,5 V, dla układu LM 100 zaś było równe 2 V. Układ LM 105 podobnie jak LM 100 jest przeznaczony przede wszystkim do stabilizacji napięć dodatnich względem masy.

Stabilizator napięcia +15 V, 2 A przedstawiony na rys. 5.31 jest podobny do układu z rys. 5.23, z tym że wprowadzono tutaj automatyczną redukcję prądu obciążenia (foldback current limiting) w przypadku zwarcia na wyjściu stabilizatora. Można tu zastosować również układ scalony LM 100. Tranzystor *T1* zapewnia prąd wyjściowy 2 A bez przekroczenia dopuszczalnej mocy traconej w układzie LM 105. Stabilizatory napięcia pracujące przy dużych prądach obciążenia powinny mieć tranzystory regulacyjne zaopatrzone w radiatory tak wykonane, aby były one trzy razy większe niż to wynika z mocy traconej w najgorszych warunkach pracy stabilizatora, tzn. przy pełnym obciążeniu. W ten

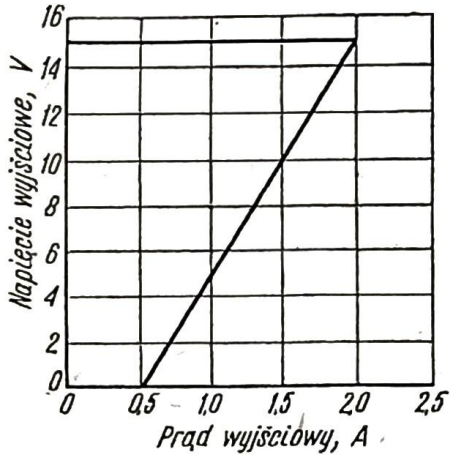
sposób układ stabilizatora będzie właściwie zabezpieczony w przypadku zwarcia na wyjściu. Automatyczną redukcję prądu obciążenia w przypadku zwarcia zapewniają rezystory R_4 i R_5. Układ rezystorów R_4 i R_5 osłabia wpływ spadku

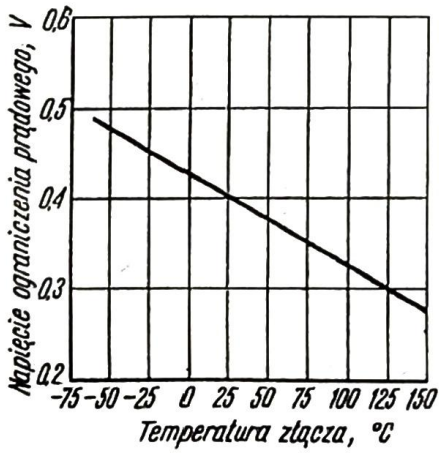


5.31. Stabilizator napięcia +15 V, 2 A ze zmniejszaniem prądu obciążenia przy zwarciu na wyjściu

napięcia na rezystorze R_3 na rozpoczęcie ograniczania prądu obciążenia. Jeśli napięcie wyjściowe zaczyna maleć, to napięcie na R_4 jest zmniejszane proporcjonalnie z napięciem wyjściowym. Przy zwartym wyjściu prąd jest redukowany do wartości określonej przez rezystor R_3 i napięcie ograniczenia prądowego układu LM 105.

Na rys. 5.32 przedstawiono charakterystykę stabilizacji omówionego powyżej układu pracującego ze zmniejszaniem prądu obciążenia przy zwarciu na wyjściu. Układ pracuje normalnie do wartości prądu obciążenia równej 2 A. Przy zwarciu na wyjściu prąd obciążenia maleje do około 0,5 A. Wartość rezystora R_3 określa się następująco: $R_3 = \frac{U_G}{I_{zw}}$, gdzie U_G jest napięciem ograniczenia prądowego układu LM 105, odczytanym z charakterystyki podanej na rys. 5.33, a I_{zw} jest przewidywaną wartością prądu obciążenia przy zwarciu.



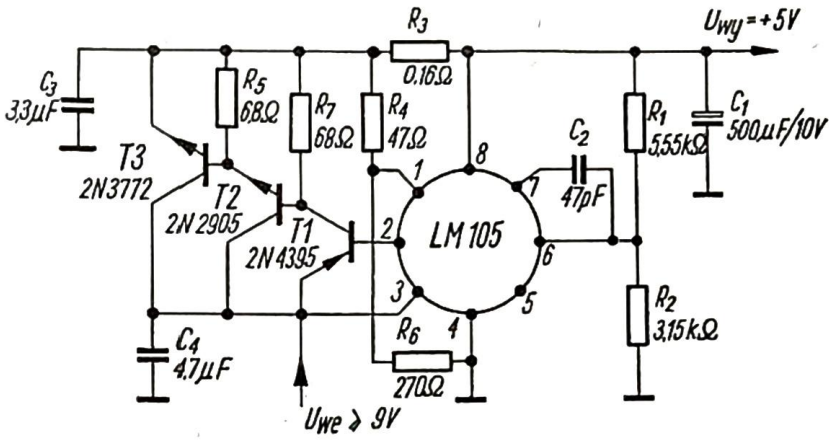


5.32. Charakterystyka stabilizacji z redukcją prądu obciążenia przy zwarciu na wyjściu

5.33. Zależność napięcia ograniczenia prądowego od temperatury otoczenia

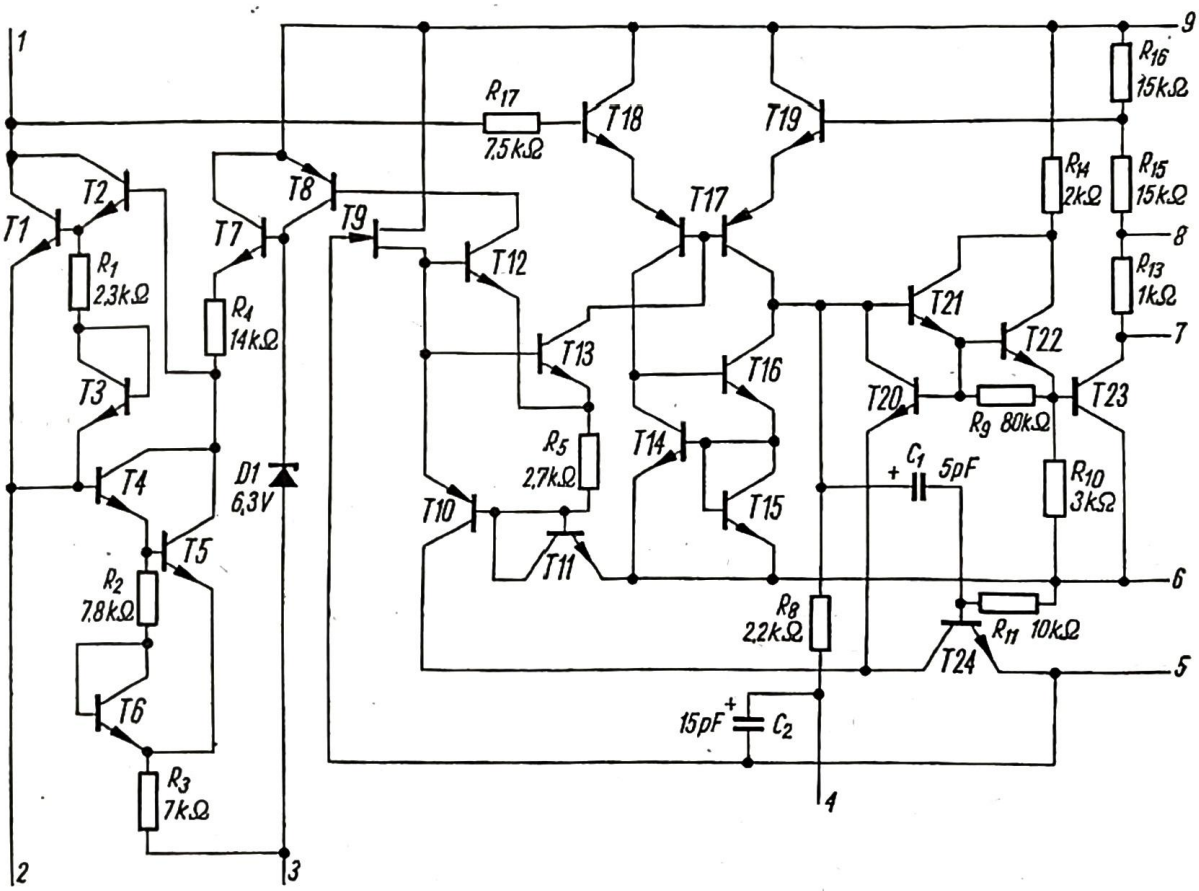
Na rys. 5.34 przedstawiono stabilizator napięcia 5 V, 10 A zbudowany z układem LM 105 z automatyczną redukcją prądu obciążenia w przypadku zwarcia na wyjściu. W układzie pracują trzy tranzystory zewnętrzne: *T1* typu *p-n-p* oraz *T2* i *T3* typu *n-p-n*. Trzeci tranzystor *T3* pozwala uzyskać wymaganą wartość

prądu wyjściowego. Zwykle *T3* jest tranzystorem małej częstotliwości, *T1* i *T2* zaś powinny mieć znacznie lepsze własności częstotliwościowe. Prąd obciążenia przy zwarciu na wyjściu maleje do około 2,5 A. Dodanie tranzystora *T3* zwiększa minimalną wartość napięcia różnicowego wejście-wyjście z 1 V do 4 V.



5.34. Stabilizator napięcia 5 V, 10 A ze zmniejszaniem prądu obciążenia przy zwarciu na wyjściu

STABILIZATORY LM 104/LM 204/LM 304. Jak już wspomniano, stabilizatory napięcia dodatniego LM 100 i LM 105 mogą być również wykorzystane przy stabilizacji napięć ujemnych. Jednak trudności spowodowane koniecznością



5.35. Schemat ideowy scalonego stabilizatora napięcia serii LM 104

Oznaczenia wyprowadzeń:
1 — regulacja napięcia wyjściowego (2 V na 1 kΩ),
2 — napięcie odniesienia,
3 — zasilanie napięcia odniesienia,
4 — kompensacja częstotliwościowa,
5 — napięcie niestabilizowane ($-U_{we}$),
6 — ograniczenie prądu obciążenia,
7 — zwiększanie prądu obciążenia,
8 — napięcie stabilizowane ($-U_{wy}$),
9 — masa ($+U_{we}$, $+U_{wy}$)

dodatkowego rozbudowania układu, uzyskaniem odpowiednich parametrów i małą elastycznością wykorzystania przyśpieszyły opracowanie przez firmę National Semiconductor stabilizatorów napięcia ujemnego serii LM 104.

Schemat ideowy układu scalonego serii LM 104 jest przedstawiony na rys. 5.35. Źródłem skompensowanego termicznie napięcia odniesienia w układzie LM 104 jest dioda Zenera *D1*. Dioda ta jest zasilana ze źródła prądowego zbudowanego na tranzystorze *T8* typu *p-n-p*, którego wzmocnienie prądowe wynosi 2, co pozwala na pracę przy niskim, bo 7 V napięciu wejściowym. Nominalne napięcie między końcówkami *2* (napięcie odniesienia) i *3* (zasilanie napięcia odniesienia) wynosi 2,4 V. Przy dołączeniu zewnętrznego rezystora o wartości 2,4 kΩ między te końcówki, ustala się niezależny temperaturowo prąd odniesienia o wartości 1 mA, płynący z kolektorów tranzystorów *T1* i *T2*. Końcówkę *3* (zasilanie napięcia odniesienia) przyłącza się zwykle do napięcia wejściowego.

Wzmacniacz błędu stabilizatora LM 104 jest bardzo podobny do wzmacniacza operacyjnego LM 101. Wtórniki emiterowe *T18* i *T19* sterują podwójnym tranzystorem *p-n-p*, który pracuje w układzie ze wspólną bazą. Wzmocnienie prądowe podwójnego tranzystora *T17* typu *p-n-p* wynosi 4, tak że prąd dostarczany przez źródło prądowe *T13* do wysterowania jego baz jest zupełnie wystarczający. W obwodach kolektorów *T17* zastosowano obciążenia aktywne, co pozwoliło na uzyskanie wzmocnienia napięciowego rzędu 2000. Wzmacniacz błędu pracuje dobrze nawet przy zerowym napięciu sterującym, dzięki czemu układy serii LM 104 mogą stabilizować przy napięciach wyjściowych równych 0 V.

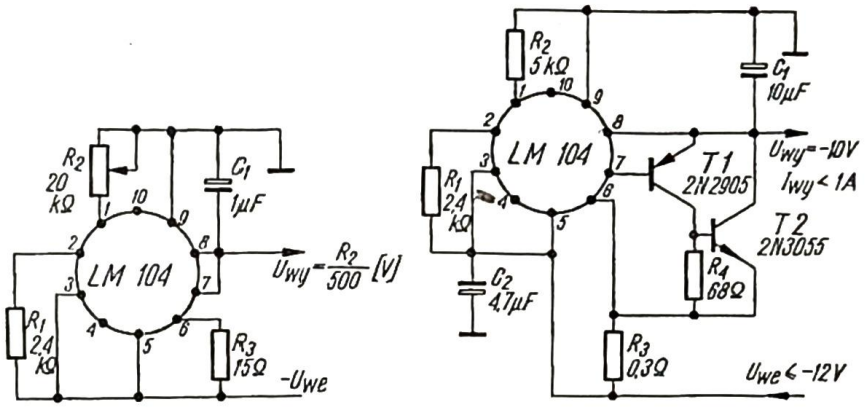
Tranzystory *T21* i *T22* sterują szeregowym tranzystorem regulacyjnym *T23*. Rezystor R_{14} ogranicza prąd bazy tranzystora *T23*, gdy ten nasyca się przy niskich wejściowych napięciach niestabilizowanych. Kolektor *T23* jest oddzielnie wyprowadzony na zewnątrz, aby umożliwić podłączenie zewnętrznego, dodatkowego tranzystora dla zwiększenia prądu wyjściowego stabilizatora. Rezystor R_{13} ustala minimalny prąd pracy tranzystora *T23* w przypadku podłączenia tranzystorów zewnętrznych.

Ograniczenie prądu obciążenia zapewnia tranzystor *T24*. Jeśli napięcie między końcówkami *6* (ograniczenie prądu) i *5* (napięcie wejściowe) staje się za duże, to tranzystor *T24* zaczyna przewodzić wyprowadzając z nasycenia *T10* i zmniejszając przez *T20* wysterowanie bazy tranzystora *T21*. Elementy C_1 i R_{11} zastosowano w celu stłumienia przypadkowych oscylacji w układzie. Rezystory R_{15} i R_{16} tworzą dzielnik wyjściowy podłączony do wzmacniacza błędu, aby zabezpieczyć przed nasyceniem generator prądu odniesienia przy niskich napięciach wejście-wyjście, rezystor R_{17} zaś, którego wartość jest równa równoważnej rezystancji dzielnika, minimalizuje niezrównoważenie wzmacniacza błędu.

Zadaniem tranzystora polowego *T9* jest zasilanie źródeł prądowych *T12* i *T13* oraz podawanie przez tranzystor *T10* wstępnego prądu obciążenia dla tranzystora *T24*, realizującego ograniczenie prądu wyjściowego.

Układ przedstawiony na rys. 5.36 może dostarczyć napięcia stabilizowane w zakresie od zera do −40 V przy prądzie obciążenia do 25 mA. Napięcie wyjściowe jest liniowo zależne od wartości R_2, przy czym na rezystancję równą 1 kΩ przypada około 2 V. Rezystor R_3 zabezpiecza układ przed zwarciem na wyjściu.

Wartość rezystora R_3 powinna być tak dobrana, aby przy maksymalnym prądzie obciążenia spadek napięcia na niej wynosił 300 mV. Przy napięciu wyjściowym równym -15 V, współczynnik WOSN dla zmiany obciążenia od zera do maksy-



5.36. Podstawowy układ pracy stabilizatora ujemnego napięcia serii LM 104 (U_{wy} od 0 do -40 V, przy I_{wy} do 25 mA)

5.37. Stabilizator scalony LM 104 z tranzystorami zewnętrznymi

malnego wynosi 0,05%, WSN zaś jest lepszy od 0,2% dla $\pm 20\%$ zmiany napięcia wejściowego. Kondensator tantalowy 1 μF zabezpiecza stabilizator przed oscylacjami.

Jeśli prąd obciążenia ma mieć wartość około 1 A, to można rozbudować układ podstawowy z rys. 5.36 dodając dwa tranzystory zewnętrzne. Stabilizator napięcia -10 V o prądzie obciążenia do 1 A przedstawiono na rys. 5.37. Kondensatory o małej indukcyjności C_1 i C_2 zabezpieczają przed możliwością oscylacji w układzie. Przy dużych prądach obciążenia ważne jest, aby kondensator na wyjściu miał krótkie końcówki. Zaleca się też równoległe dołączenie do kondensatora C_1 małej pojemności ceramicznej około 0,1 μF.

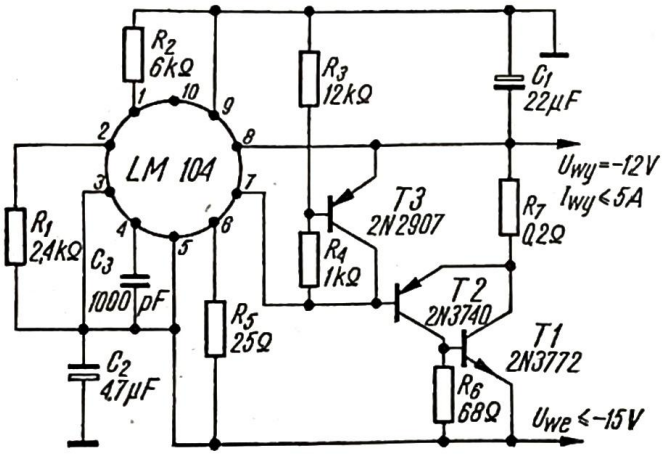
W stabilizatorach napięcia ujemnego z układami LM 104 pracujących przy dużych prądach obciążenia — w przypadku zwarcia na wyjściu — moc tracona rośnie czterokrotnie. Dlatego też radiatory zewnętrznych tranzystorów regulacyjnych powinny być zaprojektowane na znacznie większą moc, niż wynika to z obciążenia stabilizatora pełnym prądem. Sytuacja ulega poprawie w układach z automatyczną redukcją prądu obciążenia przy zwarciu na wyjściu. Układ taki zbudowany z wykorzystaniem stabilizatora LM 104 przedstawiono na rys. 5.38. W warunkach normalnej stabilizacji, tranzystor *T3* jest zablokowany spadkiem napięcia na rezystorze R_4 i nie przewodzi. Jeśli jednak spadek napięcia na rezystorze R_7, ograniczającym prąd obciążenia, wzrośnie i zrówna się z napięciem na R_4 (około 1 V), to tranzystor *T3* zacznie przewodzić, ograniczając wysterowanie tranzystora *T1*. Rezystor R_5 ustala wartość prądu obciążenia przy ograniczeniu. Wzrost prądu obciążenia ponad ustaloną wartość powoduje obniżenie napięcia wyjściowego, zmniejszenie spadku napięcia na R_4 i w konsekwencji zredukowanie prądu obciążenia. Jeśli wyjście zostanie całkowicie zwarte, to prąd wyjściowy przyjmuje wartość równą 1/5 prądu przy pełnym obciążeniu. Wartość rezystancji R_3 dobiera się tak, aby spadek napięcia na niej był o 1 V do 2 V niższy niż w warunkach pełnego obciążenia. Rezystancja R_3 powinna być równa wartości napięcia stabilizowanego pomnożonej przez 1000 (tutaj 12 kΩ). Wartość rezystancji R_4 jest wtedy określona następująco:

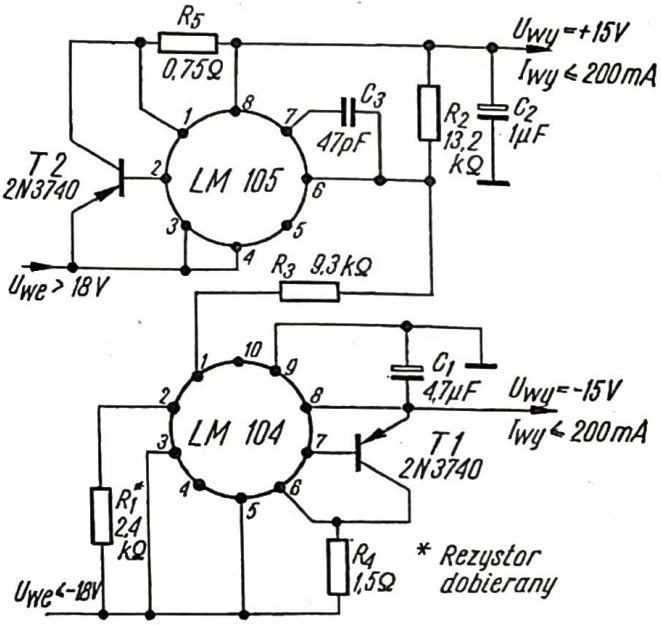
$$R_4 = \frac{R_7 R_3 I_G}{U_{wy} + 0{,}5\ \mathrm{V}} \qquad (5.24)$$

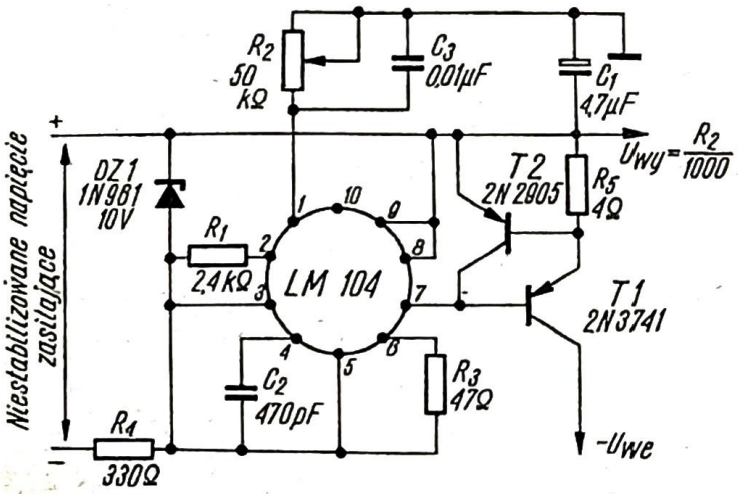
gdzie:

I_G — jest prądem obciążenia, przy którym będzie się pojawiać ograniczenie.

W wielu zastosowaniach potrzebne są dwa symetryczne napięcia stabilizowane: dodatnie i ujemne. W takich przypadkach wygodnie jest wykorzystać oba scalone stabilizatory LM 105 i LM 104 w układzie pokazanym na rys. 5.39. Współ-







5.38. Stabilizator napięcia −12 V, 5 A ze zmniejszaniem prądu obciążenia przy zwarciu na wyjściu

5.39. Symetryczny stabilizator napięć ± 15 V z układami scalonymi LM 105 i LM 104 (wartość R_1 dobiera się w zależności od wymaganych wartości napięć wyjściowych obu stabilizatorów)

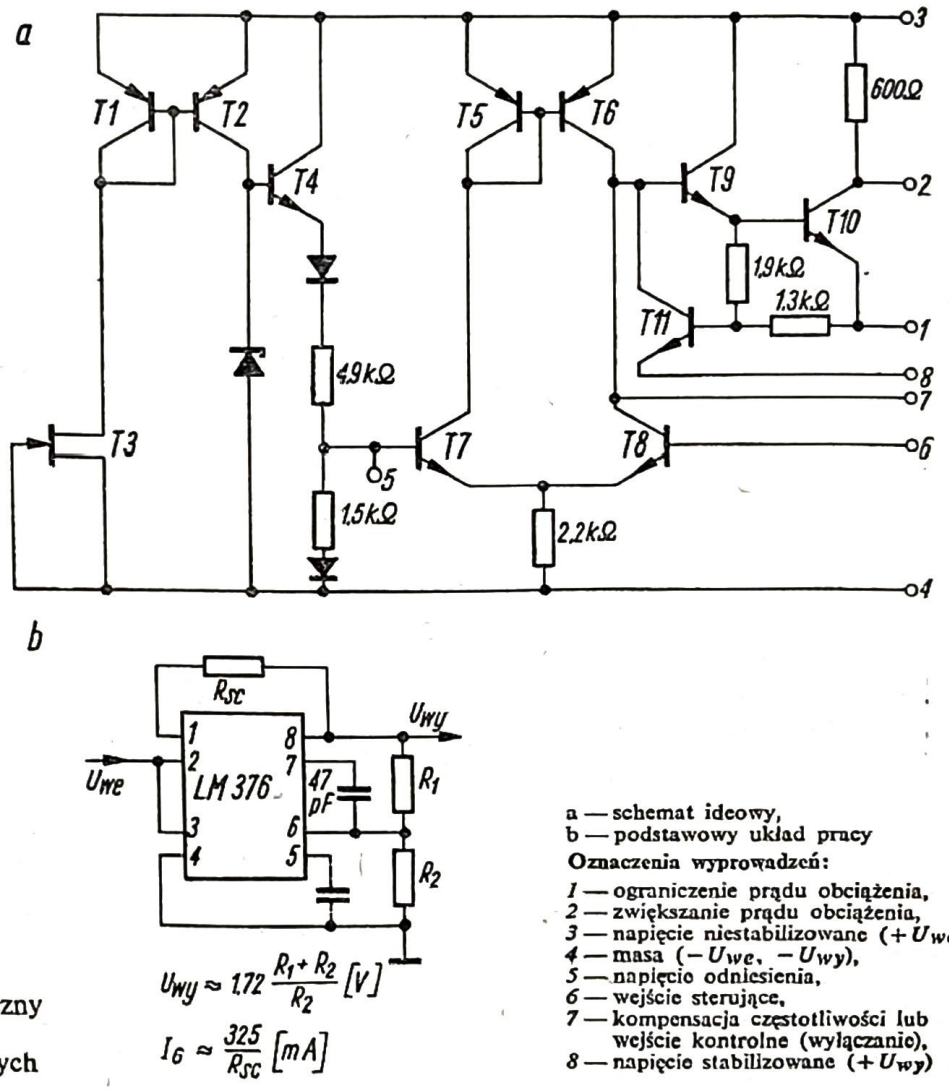
5.40. Stabilizator wysokiego napięcia z układem scalonym LM 104

czynnik stabilizacji napięcia i dryf temperaturowy układu są w zasadzie określone przez stabilizator LM 104. Wartość R_1 dobiera się w zależności od wymaganych wartości napięć wyjściowych obu stabilizatorów.

W praktyce używa się czasem tzw. stabilizatorów wysokiego napięcia. Jak pokazano na rys. 5.40, układ taki ze stabilizatorem LM 104 może stabilizować wyższe napięcia niż wymagane do zasilania układów scalonych. Zasilanie układu scalonego LM 104, które otrzymuje się z oddzielnego uzwojenia głównego tran-

sformatora zasilacza, jest wstępnie stabilizowane przez diodę *DZ1*. Wartość R_4 jest tak dobierana, aby zapewnić pracę układu scalonego przy prądzie równym 3 mA. Końcówki *8* i *9* są połączone razem zwierając wewnętrzny dzielnik rezystorowy wzmacniacza błędu. Dzięki temu napięcie wyjściowe jest równe spadkowi napięcia na rezystancji potencjometru R_2 zamiast podwojonej wartości tego napięcia jak w podstawowym układzie pracy. Pojemności C_2 i C_3 zabezpieczają przed powstaniem oscylacji w układzie. Tranzystor *T2* i rezystor R_5 dają ograniczenie prądu obciążenia.

W tablicy 5.3 zebrano podstawowe parametry stabilizatorów napięcia stałego serii LM 100, LM 105 i LM 104. Dopuszczalna moc tracona w układach tej serii bez radiatorów wynosi 500 mW.



a — schemat ideowy,
b — podstawowy układ pracy

Oznaczenia wyprowadzeń:

1 — ograniczenie prądu obciążenia,
2 — zwiększanie prądu obciążenia,
3 — napięcie niestabilizowane ($+U_{we}$),
4 — masa ($-U_{we}$, $-U_{wy}$),
5 — napięcie odniesienia,
6 — wejście sterujące,
7 — kompensacja częstotliwości lub wejście kontrolne (wyłączanie),
8 — napięcie stabilizowane ($+U_{wy}$)

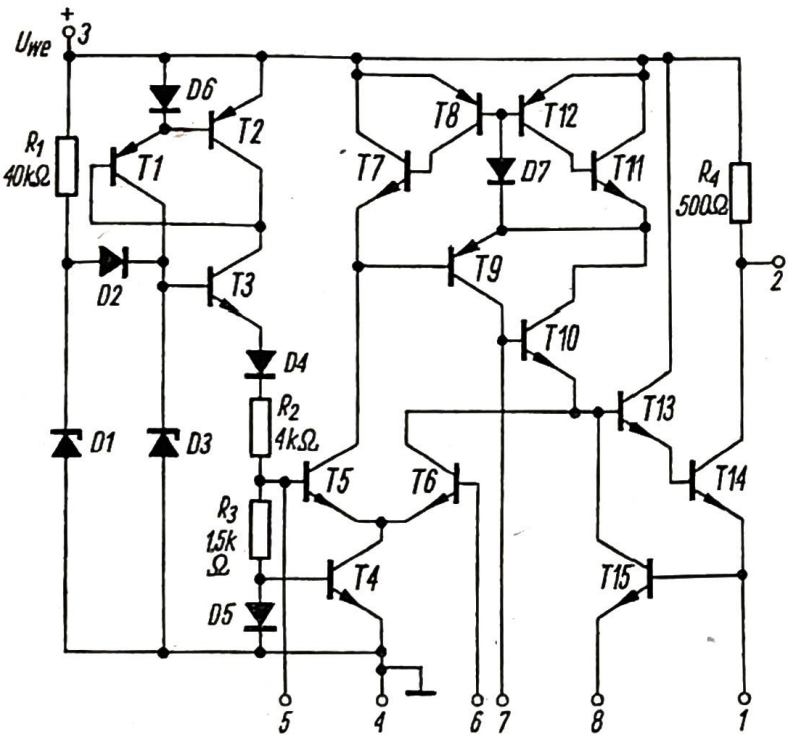
5.41. Stabilizator monolityczny napięcia typu LM 376 do zastosowań przemysłowych

STABILIZATOR LM 376. Firma National Semiconductor produkuje również stabilizatory monolityczne do użytku przemysłowego typu LM 376. Firma Sescosem produkuje ten sam układ pod nazwą SFC 2736 DC. Napięcie wejściowe wynosi od +9 V do +30 V, napięcie wyjściowe zaś jest dodatnie i regulowane w zakresie od +5 V do +27 V. Ważniejsze parametry układu LM 376 są następujące: prąd wyjściowy do 25 mA, WSN = 0,4%/V, WOSN = 1%, minimalne

napięcie „wejście-wyjście" 3 V, temperaturowy zakres pracy od 0° C do +70°C, moc tracona 400 mW, obudowa MP-48 (8-nóżkowa). Schemat ideowy stabilizatora LM 376 oraz podstawowy układ pracy przedstawiono na rys. 5.41. Stabilizator LM 376 ma identyczne wyprowadzenia jak stabilizatory serii LM 100 i LM 105. W związku z tym może być stosowany w układach podawanych dla stabilizatorów obu tych serii.

5.4.4.2
STABILIZATORY CA 3055 I 8100

Monolityczny scalony stabilizator napięcia stałego CA 3055 jest produkowany przez amerykańską firmę RCA. Przeznaczony jest do stabilizacji napięć dodatnich w zakresie od +7,5 V do +40 V. Prąd wyjściowy może być zwiększony powyżej 100 mA przez dołączenie zewnętrznych tranzystorów regulacyjnych. Układ scalony CA 3055 może być również wykorzystany jako równoległy stabilizator na-



5.42. Schemat ideowy stabilizatora scalonego CA 3055

Oznaczenia wyprowadzeń:

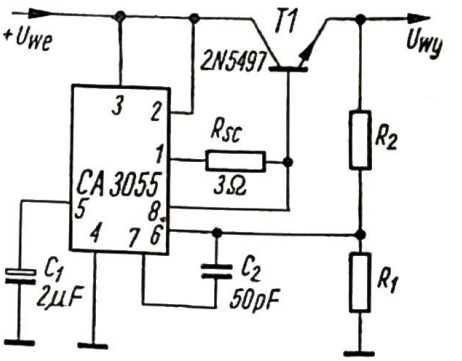
1 — ograniczenie prądu obciążenia,
2 — zwiększanie prądu obciążenia,
3 — napięcie niestabilizowane ($+U_{we}$)
4 — masa ($-U_{we}$, $-U_{wy}$),
5 — napięcie odniesienia,
6 — wejście sterujące,
7 — kompensacja częstotliwościowa,
8 — napięcie stabilizowane ($+U_{wy}$)

pięcia, w układzie stabilizatora prądu, jako stabilizator impulsowy itd. Maksymalna dopuszczalna moc strat w temperaturze 25°C wynosi 1,6 W. Układ jest produkowany w metalowej obudowie TO-5 z ośmioma końcówkami.

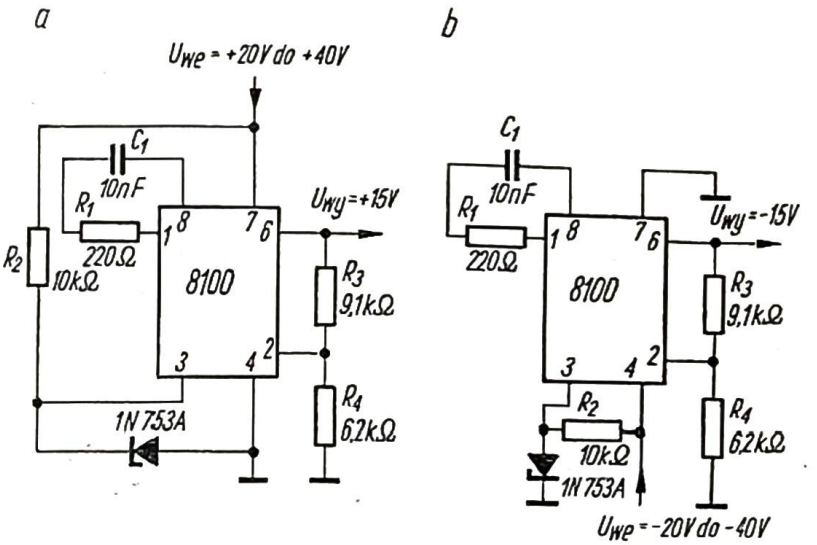
Schemat ideowy stabilizatora scalonego CA 3055 przedstawiono na rys. 5.42. Układ ten, podobnie jak stabilizatory scalone omówione poprzednio, zawiera wewnętrzne źródło napięcia odniesienia $U_o = 1{,}6$ V o współczynniku temperaturowym 0,0025%/°C, wzmacniacz błędu, stopień wyjściowy w układzie Darlingtona i układ zabezpieczenia przed przeciążeniem i zwarciem na wyjściu.

Napięcie odniesienia otrzymywane jest z układu zbudowanego z diod $D1 \div D5$, tranzystora $T3$ i rezystorów R_2, R_3. Rozwiązanie układu źródła napięcia odniesienia jest podobne jak w stabilizatorze LM 100. Wzmacniacz błędu pracuje

w układzie różnicowym zbudowanym na tranzystorach *T5* i *T6*. Zarówno źródło napięcia odniesienia, jak i wzmacniacz błędu są zasilane ze źródeł stałoprądowych, zapewniających stabilną pracę układu przy zmianach napięcia zasilającego. Wyjściowy stopień regulacyjny, zbudowany na tranzystorach *T13* i *T14*, zapewnia



5.43. Stabilizator napięcia stałego z układem scalonym CA 3055



5.44. Podstawowe układy pracy stabilizatora scalonego 8100

a — dla napięcia dodatniego +15 V,
b — dla napięcia ujemnego −15 V

Oznaczenia wyprowadzeń:

1, 8 — kompensacja częstotliwościowa,
2 — wejście sterujące,
3 — napięcie odniesienia,
4 — ujemne napięcie niestabilizowane (wejście),
6 — napięcie stabilizowane (dodatnie lub ujemne),
7 — dodatnie napięcie niestabilizowane (wejście)

prąd obciążenia bez zewnętrznych elementów regulacyjnych do 100 mA. Układ zabezpieczenia przed przeciążeniem stanowi odpowiednio sterowany tranzystor *T15*.

Wyprowadzenia zewnętrzne układu CA 3055 są identyczne jak w stabilizatorze LM 100, a zatem stabilizator CA 3055 może pracować w układach podanych dla stabilizatora scalonego LM 100. Jako przykład zastosowania stabilizatora CA 3055 na rys. 5.43 przedstawiono układ, w którym stabilizator ten steruje zewnętrznym tranzystorem typu *n-p-n*.

Stabilizator monolityczny 8100 firmy Optical Electronics Inc. jest przeznaczony do stabilizacji zarówno napięć dodatnich, jak i ujemnych. Maksymalna moc strat w układzie stabilizatora 8100 wynosi 500 mW. Jeśli prąd wyjściowy przekracza wartość 30 mA, to należy zastosować zewnętrzny tranzystor regulacyjny typu *p-n-p* dla ujemnych napięć wyjściowych, a typu *n-p-n* dla dodatnich. Układ scalony 8100 wymaga dołączenia zewnętrznej wysokostabilnej diody Zenera jako źródła napięcia odniesienia.

Podstawowe układy pracy stabilizatora scalonego 8100 dla napięć wyjściowych ±15 V przedstawiono na rys. 5.44. Podstawowe parametry monolitycznych stabilizatorów CA 3055 i 8100 zostały podane w tablicy 5.4.

PODSTAWOWE PARAMETRY MONOLITYCZNYCH SCALONYCH STABILIZATORÓW NAPIĘCIA STAŁEGO RÓŻNYCH FIRM

Tablica 5.4

Typ / Firma / Parametry	Fairchild		Signetics		RCA	OEI
	μA 723	μA 723C	SE 550	NE 550	CA 3055	8100
Zakres napięcia wejściowego (V)	+9,5 do +40	+9,5 do +40	+8,5 do +40	+8,5 do +50	+7,5 do +40	±10 do ±40
Zakres napięcia wyjściowego (V)	+2,0 do +37	+2,0 do +37	+2,0 do +37	+2,0 do +40	+1,8 do +34	±5 do ±20
Napięcie różnicowe we-wy min. (V)	3	3	3	3	—	5
WSN (% U_{wy})	0,02	0,1	0,08	0,05[4]) 0,2[5])	±0,025	+0,03%[7]) ±0,1%
WOSN (% U_{wy})	0,03	0,03	0,03	0,03	±0,025	±0,1%[8])
Temperaturowy zakres pracy (°C)	−55°C do +125°C	0°C do +70°C	−55°C do +125°C	0°C do +70°C	−55°C do +125°C	0°C do +70°C
TWN (%/°C)	0,002	0,003	0,002	0,002	0,0025	±0,01
Maks. prąd wyjściowy (mA)	150	150	150	150	100	30
Prąd spoczynkowy (mA)	2,3[1])	2,3[1])	1,6[3])	1,3[6])	7	7
WTT (dB)	74	74	75	75	> 68	> 60
Napięcie odniesienia (V)	7,15	7,15	1,63	1,63	1,6	—
Ograniczony prąd zwarcia (mA)	65[2])	65[2])	60[2])	60[2])	—	—
Minimalny prąd obciążenia (mA)	0	0	0	0	0	—
Obudowa	TO-100 TO-116	TO-100 TO-116	TO-100 TO-116	TO-100 TO-116	TO-5	TO-5 (7 końc.)

[1]) $I_{wy} = 0$; $U_{we} = 30$ V
[2]) $RSC = 10\ \Omega$; $U_{wy} = 0$
[3]) $I_{wy} = 0$; $U_{we} = 40$ V
[4]) $U_{we} = 12$ V do +40 V
[5]) $U_{we} = 8{,}5$ V do +50 V
[6]) $I_{wy} = 0$; $U_{we} = 50$ V
[7]) $U_{we} = 12$ V do 18 V
$U_{we} = 10$ V do 40 V
[8]) $I_{we} = 0$ do 30 mA

5.4.4.3
STABILIZATORY μA 723 I μA 723C

Stabilizatory monolityczne μA 723 i μA 723C, opracowane i produkowane przez amerykańską firmę Fairchild, mają następujące odpowiedniki:

L 123 T2,	L 123 T1/B1	— SGS	
SG 723,	SG 723 C	— Silicon General	
SFC 2723 C,	SFC 2723 M	— obudowa TO-100	Sescosem
SFC 2723 EC,	SFC 2723 EM	— obudowa TO-116	Sescosem

(litera oznacza zakres temperaturowy pracy: C od 0° do +70°C, M od −55° do +125°C)

TBA 281	— Philips, Mullard
MIC 723 — 5C	— ITT
i 723	— Intersil
SE 550 (NE 550)	— Signetics
MAA 723	— Tesla

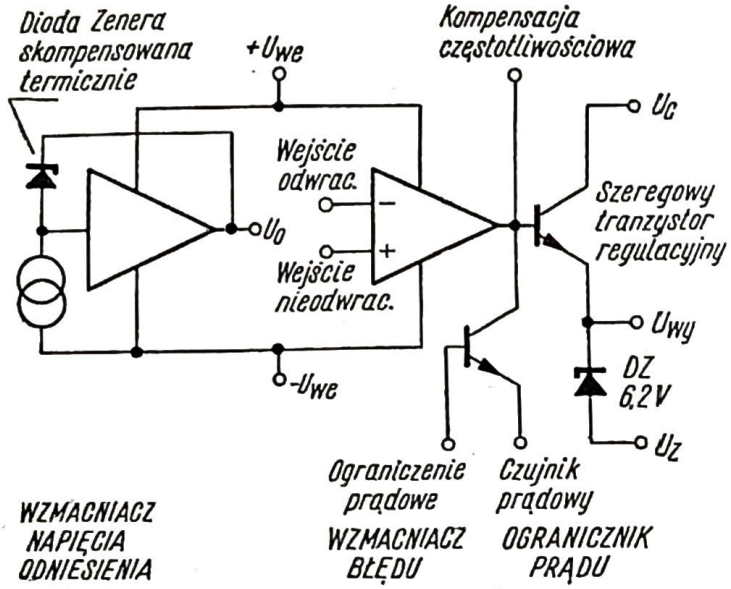
Stabilizator monolityczny scalony μA 723 firmy Fairchild jest przykładem stabilizatora napięcia stałego wysokiej klasy. Układ wykonany technologią drugiej generacji operacyjnych wzmacniaczy scalonych zawiera razem na płytce monolitycznej takie elementy, jak: *N*-kanałowy tranzystor unipolarny FET, kondensator MOS, rezystory wykonane techniką dodatkowej dyfuzji (pinch resistors), tranzystory typu *p-n-p* i *n-p-n* oraz tranzystory wieloemiterowe. Do zalet układu μA 723 należą przede wszystkim: możliwość stabilizacji zarówno napięć dodatnich, jak i ujemnych, możliwość zastosowania go jako stabilizatora szeregowego i równoległego przy pracy ciągłej oraz impulsowej.

Współczynniki stabilizacji WSN i WOSN są równe 0,01%, napięcie stabilizowane regulowane w zakresie od 2 V do 37 V przy prądzie obciążenia do 150 mA bez zewnętrznych tranzystorów regulacyjnych. Stabilność długoczasowa wynosi 0,1% na 1000 godzin. Przez dołączenie zewnętrznych rezystorów można zrealizować automatyczną redukcję prądu obciążenia. Układ może być również sterowany zewnętrznie za pomocą poziomów napięć odpowiadających logice układów cyfrowych DTL lub TTL.

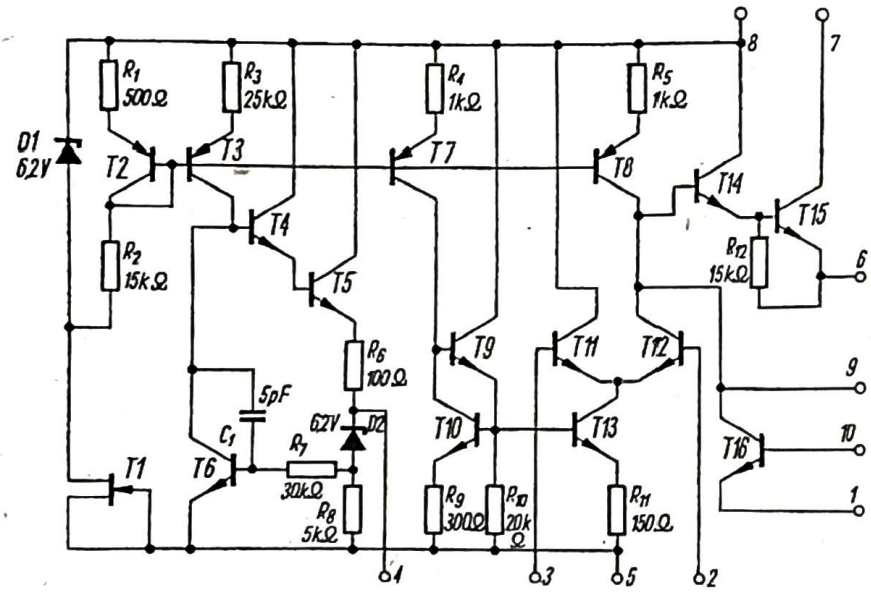
Układ scalony μA 723 jest produkowany w obudowie metalowej okrągłej TO-100 (10-końcówkowa) lub plastykowej dwurzędowej typu „dual-in-line" TO-116 (14-końcówkowej).

Na rys. 5.45 przedstawiono schemat blokowy stabilizatora napięcia μA 723. Stabilizator zawiera temperaturowo skompensowany wzmacniacz napięcia odniesienia U_o, wzmacniacz błędu, szeregowy regulacyjny tranzystor mocy oraz układ ograniczania prądu wyjściowego. Pełny schemat ideowy stabilizatora μA 723 przedstawia rys. 5.46. Tranzystory *T1* i *T2*, dioda *D1* oraz rezystory R_1, R_2 tworzą układ polaryzacji źródeł prądowych, zbudowanych na tranzystorach *T3*, *T7*, *T8* typu *p-n-p*. Tranzystor *T1* wykonany jako *N*-kanałowy FET pracuje jako generator prądu (rys. 5.47) i poprawia współczynnik WSN, ponieważ zmniejsza wpływ zmian napięcia zasilającego na prąd diody *D1*. Zmniejsza również moc traconą

w diodzie *D1*, gdyż jej prąd wzrasta niewiele przy znacznym wzroście napięcia zasilającego. Skompensowana termicznie dioda Zenera *D1* (6,2 V) utrzymuje stabilizowane napięcie na bazach tranzystorów *T3*, *T7* i *T8* w stosunku do dodatniego bieguna napięcia zasilającego.



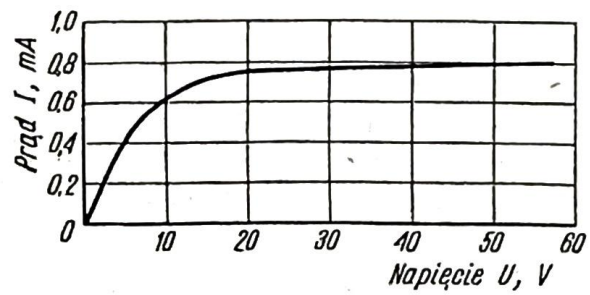
5.45. Schemat blokowy stabilizatora napięcia μA 723



5.46. Schemat ideowy monolitycznego stabilizatora napięcia μA 723

Oznaczenia wyprowadzeń:

1 — czujnik prądowy,
2 — odwracające wejście sterujące,
3 — nieodwracające wejście sterujące,
4 — napięcie odniesienia,
5 — ujemne napięcie niestabilizowane ($-U_{we}$),
6 — napięcie stabilizowane (dodatnie lub ujemne),
7 — napięcie kolektora (tranzystora *T15*),
8 — dodatnie napięcie niestabilizowane ($+U_{we}$),
9 — kompensacja częstotliwościowa,
10 — ograniczenie prądu obciążenia



5.47. Charakterystyka $I = f(U)$ tranzystora unipolarnego złączowego pracującego jako generator prądu

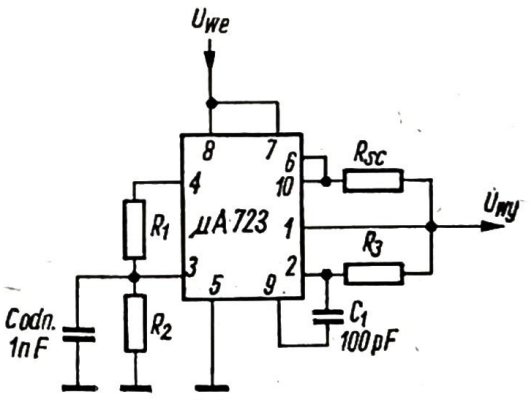
Dioda Zenera *D2*, (6,2 V) jest umieszczona w układzie wzmacniacza ze sprzężeniem zwrotnym, zbudowanym z tranzystorów *T4*, *T5* i *T6* oraz źródła prądowego *T3*, zasilającego tranzystor *T6*. Przez zastosowanie wzmacniacza ze

sprzężeniem zwrotnym oraz tranzystorów *T4* i *T5* w układzie Darlingtona otrzymano wzmacniacz napięcia odniesienia (7,15 V) o małej rezystancji wyjściowej. Kompensację częstotliwościową w układzie wzmacniacza napięcia odniesienia uzyskano przez wprowadzenie kondensatora C_1 typu MOS.

Wzmacniacz błędu jest wzmacniaczem różnicowym zbudowanym na tranzystorach *T1* i *T2*. Przez wprowadzenie w kolektorze tranzystora *T12* zamiast rezystora źródła prądowego na tranzystorze *T8*, poprawiono współczynniki WSN i WOSN. Dalszym krokiem w poprawieniu parametrów wzmacniacza było wprowadzenie w obwodzie emiterów *T11* i *T12* źródła prądowego, zbudowanego na tranzystorze *T13*. Szeregowy tranzystor regulacyjny *T15* ma emiter wyprowadzony na zewnątrz i stanowi końcówkę napięcia wyjściowego, do której dołącza się obciążenie. Kompensację częstotliwościową uzyskuje się przez przyłączenie kondensatora 100 pF między końcówki *9* (kompensacja częstotliwościowa) i *2* (wejście odwracające) lub kondensatora 1000 pF między końcówką *9* a masą. Tranzystor *T16* jest przewidziany do ograniczenia prądu obciążenia; możliwości jego wykorzystania zostaną rozpatrzone dalej. Przy pracy ze stabilizatorami μA 723 w obudowach metalowych TO-100 należy korzystać z wyjścia U_Z połączonego z normalnie używanym wyjściem U_{wy} przez 6,2 V diodę Zenera (rys. 5.45). Zwykle metalowa obudowa jest połączona z końcówką 5 ($-U_{we}$).

W stabilizatorze μA 723 szczególnie starannie zaprojektowano układ wytwarzania napięcia odniesienia pod kątem stabilności termicznej i niewrażliwości na zmiany napięcia zasilającego. To ostatnie jest o tyle ważne, że źródło napięcia odniesienia jest zasilane wejściowym napięciem niestabilizowanym. Napięcie odniesienia jest doprowadzane do wzmacniacza błędu za pomocą połączeń zewnętrznych w zależności od sposobu wykorzystania stabilizatora.

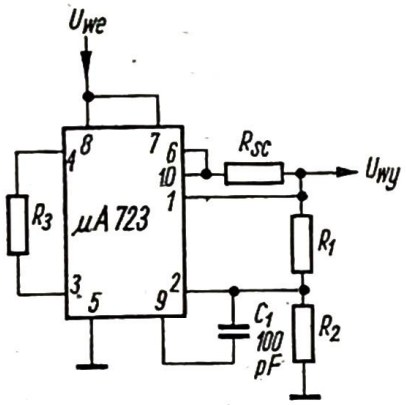
Istnieje szereg możliwych układów pracy stabilizatora scalonego μA 723, zależnych od wymaganej wartości i biegunowości napięcia stabilizowanego. Układ stabilizatora napięcia regulowanego od +2 V do +7 V podano na rys. 5.48. Na



5.48. Stabilizator napięcia od +2 V do +7 V z układem scalonym μA 723
Dla $U_{wy} = 5$ V:
WSN ($\Delta U_{we} = 3$ V) = 0,5 mV
WOSN ($\Delta I_{wy} = 50$ mA) = 1,5 mV

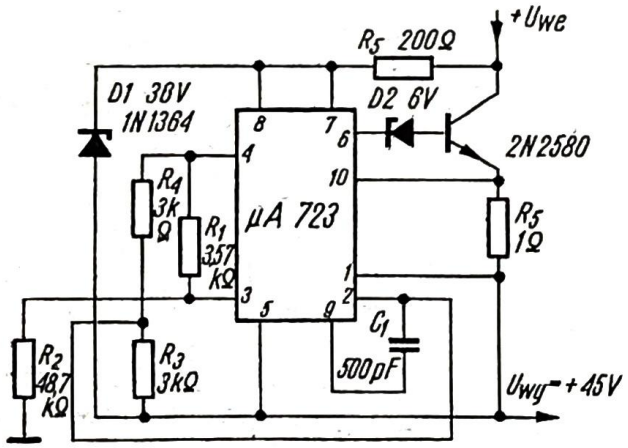
wejście nieodwracające wzmacniacza błędu podawane jest napięcie odniesienia z dzielnika R_1, R_2. Dobór wartości rezystorów zależy od wymaganego napięcia wyjściowego. Rezystor $R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$ zastosowano w celu zminimalizowania temperaturowego dryfu napięcia wyjściowego. Jeżeli dryf temperaturowy nie jest zbyt istotny, to można rezystora R_3 nie stosować.

Rezystor R_{sc} służy do kontroli prądu wyjściowego i współpracuje z tranzystorem *T16* (rys. 5.46). Wartość napięcia wyjściowego jest równa: $U_{wy} = U_o \frac{R_2}{R_1+R_2}$. Jeśli potrzebna jest regulacja napięcia wyjściowego, to należy włączyć potencjometr między rezystory R_1 i R_2, jego ślizgacz zaś połączyć z końcówką *3*. Na przykład przy $U_{wy} = +5$ V, $R_1 = 2{,}15$ kΩ, $R_2 = 4{,}99$ kΩ.



5.49. Stabilizator napięcia od +7 V do +37 V z układem scalonym μA 723
Dla $U_{wy} = 15$ V:
WSN ($\Delta U_{we} = 3$ V) = 1,5 mV
WOSN ($\Delta I_{wy} = 50$ mA) = 4,5 mV

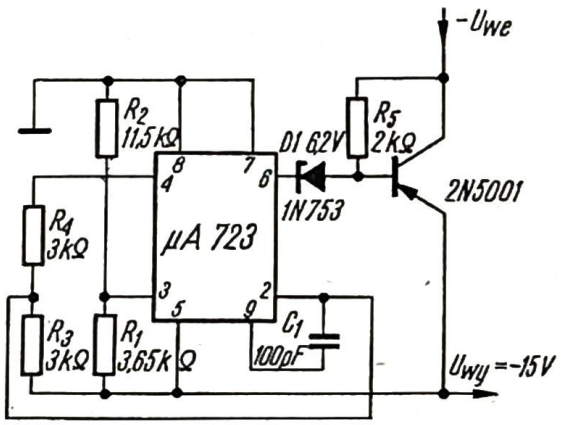
Napięcie stabilizowane w zakresie od +7 V do +37 V otrzymuje się z układu przedstawionego na rys. 5.49. Napięcie odniesienia nie jest dzielone jak w poprzednim przypadku, lecz podawane na wejście nieodwracające wzmacniacza błędu przez rezystor R_3. Rezystor $R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1+R_2}$ jest stosowany w celu zmniejszenia dryfu temperaturowego. Dzielnik R_1, R_2, podłączony do napięcia stabilizowanego, podaje część napięcia wyjściowego bliską napięciu odniesienia na drugie wejście wzmacniacza błędu. Napięcie wyjściowe jest tutaj równe: $U_{wy} = U_o \frac{R_1+R_2}{R_2}$. Również w tym układzie regulację napięcia wyjściowego można uzyskać stosując potencjometr między rezystorami R_1, R_2 (np. $U_{wy} = 15$ V, $R_1 = 7{,}87$ kΩ, $R_2 = 7{,}15$ kΩ).



5.50. Stabilizator napięcia od +4 V do +250 V z układem scalonym μA 723
Dla $U_{wy} = +45$ V:
WSN ($\Delta U_{we} = 20$ V) = 15 mV
WOSN ($\Delta I_{wy} = 50$ mA) = 20 mV

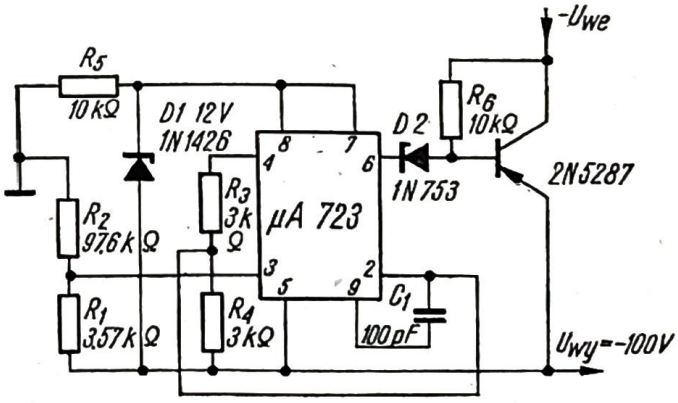
Jeśli stabilizator ma dostarczać napięcie stabilizowane większe od +37 V, to układ scalony μA 723 należy połączyć zgodnie z rys. 5.50. W układzie tym nie ma punktów połączonych z ujemnym biegunem zasilania, wspólnym dla na-

pięcia wejściowego i wyjściowego. Końcówka 5 ($-U$) układu scalonego jest dołączona do dodatniego bieguna napięcia stabilizowanego. Wszystkie punkty stabilizatora scalonego mają potencjały wyższe od napięcia wyjściowego. Układ zasilany jest napięciem niestabilizowanym przez rezystor R_5. Dioda $D1$ chroni stabilizator przed doprowadzeniem do niego napięcia wyższego od 36 V. Dzielniki R_1, R_2 i R_3, R_4 polaryzują odpowiednimi napięciami wejścia wzmacniacza błędu. Napięcie wyjściowe w tym układzie wynosi: $U_{wy} = \frac{U_o(R_2 - R_1)}{2R_1}$, przy czym $R_3 = R_4$. W celu zapewnienia odpowiedniego napięcia pracy wzmacniacza błędu układu μA 723 zastosowano dodatkowy tranzystor 2N 2580 oraz 6 V diodę Zenera $D2$ (1N 753). Napięcie wyjściowe może mieć wartość w zakresie od +4 V do +250 V.



5.51. Stabilizator napięcia ujemnego od −6 V do −37 V z układem scalonym μA 723
Dla $U_{wy} = -15$ V:
WSN ($\Delta U_{we} = 3$V) = 1 mV
WOSN ($\Delta I_{wy} = 100$ mA) = 2 mV

Jak już wspomniano, stabilizator scalony μA 723 może również stabilizować napięcia ujemne. W takim przypadku końcówka *5* jest dołączona do wyjściowego napięcia stabilizowanego. Przy stabilizacji napięć zawartych w zakresie od −6 V do −37 V końcówka *8* jest połączona bezpośrednio z dodatnim biegunem napięcia stabilizowanego (rys. 5.51). Dla napięć wyższych od −6 V do −250 V,

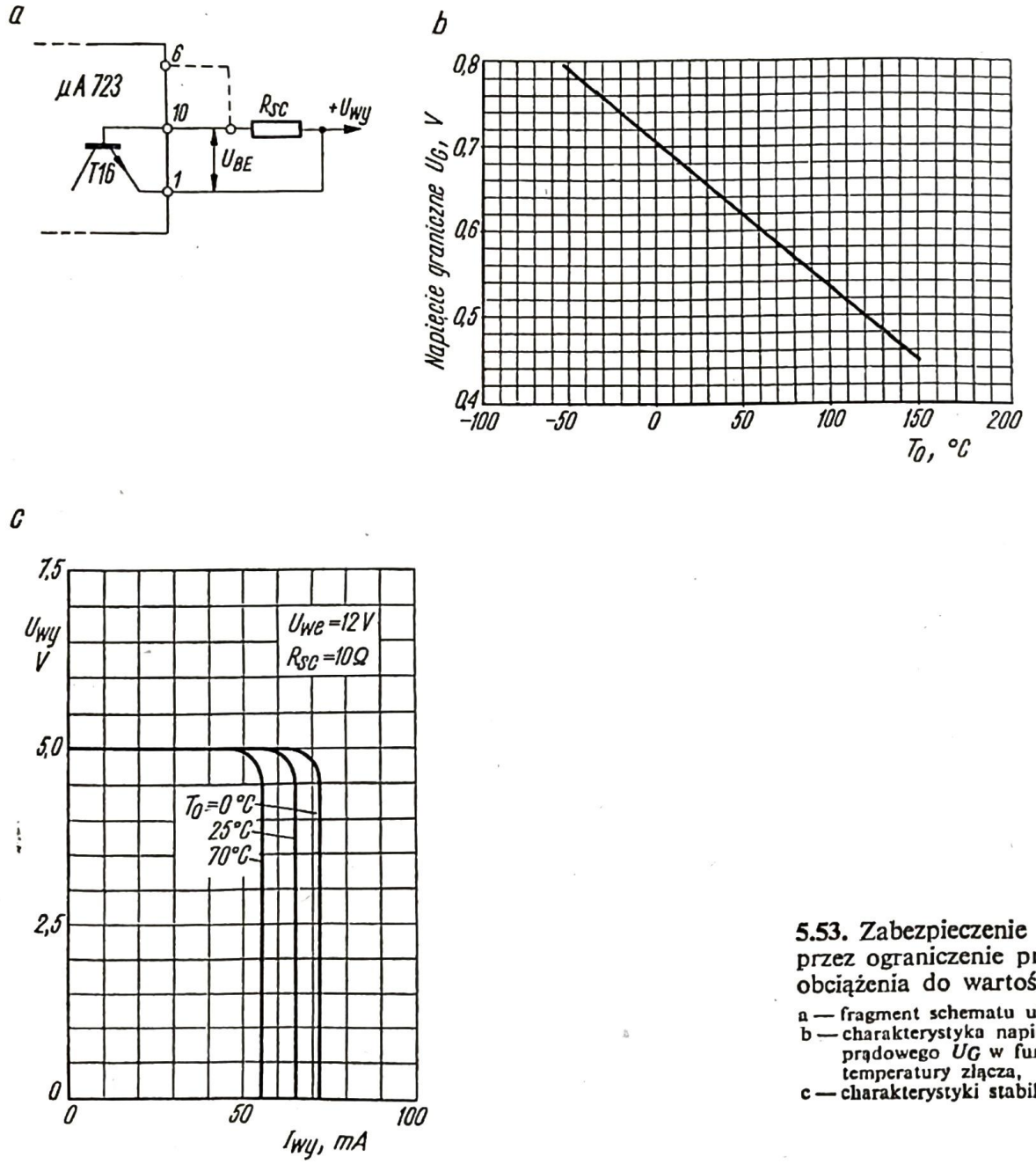


5.52. Stabilizator napięcia ujemnego od −6 V do −250 V z układem scalonym μA 723
Dla $U_{wy} = -100$ V:
WSN ($\Delta U_{we} = 20$ V) = 30 mV
WOSN ($\Delta I_{wy} = 100$ mA) = 20 mV

końcówkę *8* stabilizatora scalonego łączy się z biegunem dodatnim napięcia wyjściowego przez rezystor R_5 (rys. 5.52). W tym ostatnim przypadku wymagane jest włączenie między końcówki *5* i *8* dodatkowej 12 V diody Zenera.

Jak już wspomniano, stabilizator scalony μA 723 ma wewnętrzny układ zabezpieczenia przed przeciążeniem i zwarciem na wyjściu w postaci tranzystora *T16* (rys. 5.46). Baza i emiter tego tranzystora mają wyprowadzenia na zewnątrz układu scalonego (końcówki *10* i *1*), dzięki czemu tranzystorem tym można ste-

rować w dowolny sposób za pomocą elementów zewnętrznych. W podanych układach stabilizacji tranzystor *T16* jest sterowany spadkiem napięcia na rezystorze R_{SC}, dołączonym między końcówki *10* i *1*, czyli równolegle do złącza baza-emiter (rys. 5.53a). Układ chroniący przed przeciążeniem pracuje w takim przypadku jak ogranicznik prądu obciążenia.



5.53. Zabezpieczenie stabilizatora przez ograniczenie prądu obciążenia do wartości stałej
a — fragment schematu układu,
b — charakterystyka napięcia ograniczenia prądowego U_G w funkcji temperatury złącza,
c — charakterystyki stabilizacji

Charakterystyka stabilizacji układu stabilizatora pracującego z ograniczeniem prądu obciążenia jest przedstawiona na rys. 5.53c. Jeśli prąd obciążenia osiągnie wartość równą:

$$I_{wy\,max} = \frac{U_{BE}}{R_{SC}} \approx \frac{0{,}7\,\mathrm{V}}{R_{SC}} \tag{5.25}$$

gdzie

$$I_{wy\,max} = I_G = I_{zw}$$

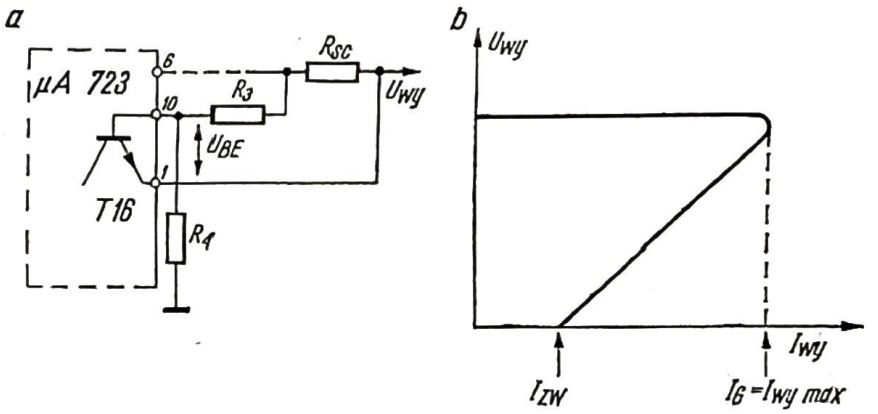
to układ ograniczający nie dopuszcza do dalszego wzrostu prądu obciążenia, niezależnie od wartości impedancji obciążenia. Napięcie U_{BE} jest napięciem baza-emiter tranzystora *T16*, przy którym zaczyna on przewodzić, $I_{wy\,max}$ zaś jest maksymalnym dopuszczalnym prądem obciążenia. Napięcie U_{BE} jest oczywiście w tym przypadku napięciem progu ograniczania prądowego U_G. Dla każdego stabilizatora scalonego wartość tego napięcia w danej temperaturze jest odczytywana z wykresu lub podanych przez wytwórcę parametrów.

Wartość rezystora R_{SC} można obliczyć z następującej zależności:

$$R_{SC} = U_{BE}/I_G \tag{5.26}$$

gdzie U_{BE} maleje w funkcji temperatury złącza T_j (rys. 5.53b) i dlatego prąd I_G, równy prądowi zwarcia, ma ujemny współczynnik termiczny (rys. 5.53c).

Często jednak wymagane jest zmniejszenie prądu obciążenia poniżej wartości nominalnej, czyli zastosowanie tzw. automatycznej redukcji prądu obciążenia w przypadku przeciążenia lub zwarcia na wyjściu. Odpowiedni układ do realizacji takiego zabezpieczenia oraz charakterystykę stabilizacji przedstawia rys. 5.54.



5.54. Zabezpieczenie stabilizatora przez redukcję prądu obciążenia
a — fragment schematu układu,
b — charakterystyka stabilizacji

Włączony w układzie dzielnik napięcia wyjściowego R_3, R_4 pozwala sterować tranzystorem *T16* za pomocą różnicy napięć na rezystorach R_4 i R_{SC}. Napięcie na rezystorze R_4 jest proporcjonalne do napięcia wyjściowego, natomiast napięcie na rezystorze R_{SC} jest proporcjonalne do prądu obciążenia. Jeśli prąd obciążenia przekroczy dopuszczalną wartość, to tranzystor *T16* zaczyna przewodzić, powodując zablokowanie szeregowego tranzystora regulacyjnego i tym samym redukując napięcie wyjściowe. Zmniejszenie napięcia wyjściowego, a więc i napięcia na rezystorze R_4, wprowadza tranzystor *T16* w stan pełniejszego przewodzenia i następuje dalsze zablokowanie tranzystora regulacyjnego, aż do ustalenia się odpowiedniej wartości prądu zwarcia. Ograniczenie prądu pojawia się wówczas, gdy napięcie między końcówkami *1* i *10* staje się równe napięciu ograniczenia prądowego U_{BE}:

$$U_G = U_{10} - U_1 = \frac{R_4}{R_3 + R_4}(U_{wy} + I_{wy} R_{SC}) - U_{wy} \tag{5.27}$$

gdzie: U_{10} jest napięciem na bazie tranzystora *T16*, U_1 zaś jest napięciem na emiterze tranzystora *T16*.

Wartości rezystorów R_{SC}, R_3 i R_4 można obliczyć z następującego równania:

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{U_G}{U_{we}-(U_{wy}+U_G)} \tag{5.28}$$

gdzie U_G jest napięciem określonym z rys. 5.53b. Wartości R_3+R_4 są zwykle dobierane w zakresie od 3 kΩ do 30 kΩ. Wartość R_{SC} można obliczyć znając prąd zwarcia I_{zw}:

$$I_{zw} = \left(\frac{T_{k\max}-T_o}{R_T} - I_{we}U_{we}\right)\frac{1}{U_{we}} \tag{5.29}$$

gdzie:

T_o — temperatura otoczenia (±70°C),

$T_{k\max}$ — dopuszczalna temperatura płytki krzemowej (150°C),

R_T — oporność cieplna [150°C/W],

skąd:

$$R_{SC} = \frac{R_3+R_4}{R_4}\cdot\frac{U_G}{I_{zw}} \tag{5.30}$$

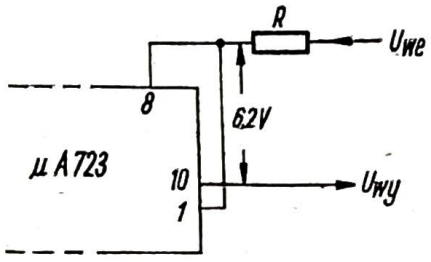
Należy zaznaczyć, że wartość rezystancji R_{SC} powinna być dobrana o około 10% większa niż wynika z obliczenia, z uwagi na tolerancje elementów. Wartości prądów I_G oraz I_{zw} można obliczyć następująco:

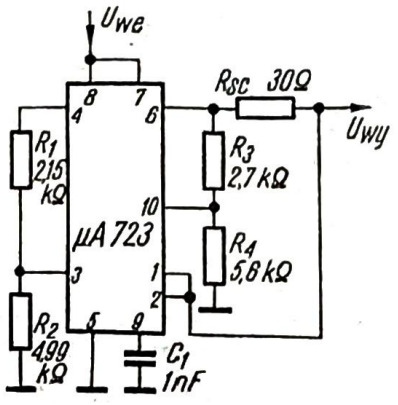
$$I_G = \frac{R_3+R_4}{R_4R_{SC}}\cdot U_G + \frac{R_3}{R_{SC}R_4}\cdot U_{wy} \tag{5.31}$$

$$I_{zw} = \frac{R_3+R_4}{R_{SC}R_4}\cdot U_G \tag{5.32}$$

Praca w warunkach redukcji prądu obciążenia przy zwarciu na wyjściu jest korzystniejsza dla stabilizatora, gdyż w warunkach zwarcia wydziela się w nim znacznie mniejsza moc niż przy pracy z ograniczeniem prądu. Jest to szczególnie istotne, gdy stabilizator ma pracować przy wyższych temperaturach.

Rys. 5.55 przedstawia zupełnie inny sposób wykorzystania tranzystora *T16*. Jest on w tym układzie użyty jako dioda Zenera do ograniczenia napięcia panującego na stabilizatorze μA 723.

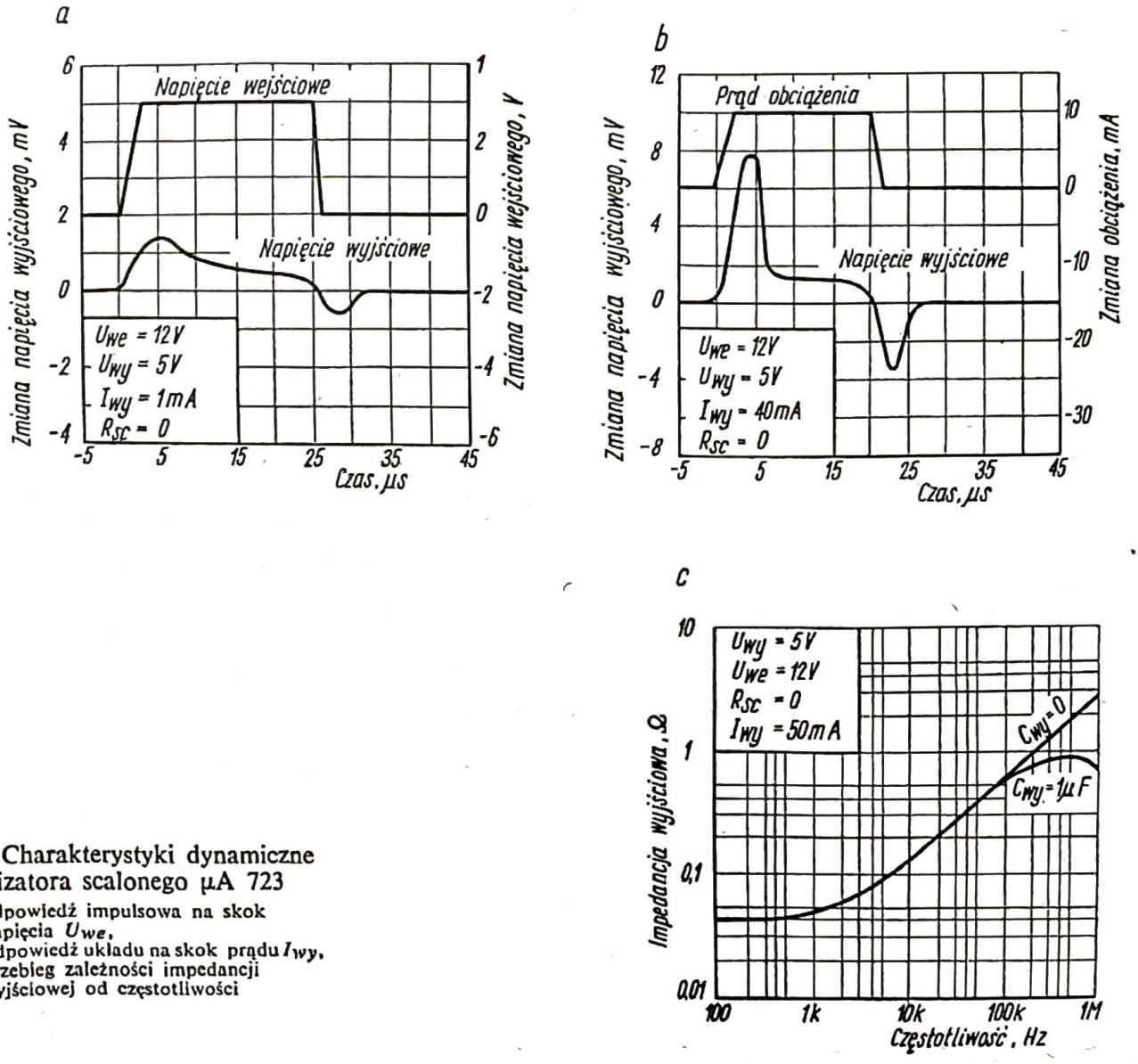




5.55. Wykorzystanie tranzystora *T16* (rys. 5.46) jako diody Zenera

5.56. Stabilizator napięcia +5 V z redukcją prądu obciążenia przy zwarciu na wyjściu
Dla $U_{wy} = +5$ V:
WSN ($\Delta U_{we} = 3$ V) = 0,5 mV
WOSN ($\Delta I_{wy} = 10$ mA) = 1 mV

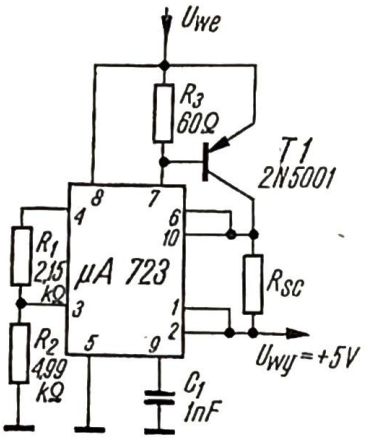
Pełny schemat stabilizatora scalonego μA 723 pracującego z redukcją prądu obciążenia przedstawia rys. 5.56. Wartości rezystorów R_1, R_2 dobrano tak, aby napięcie wyjściowe było równe +5 V. Charakterystyki dynamiczne stabilizatora scalonego μA 723 przedstawiono na rys. 5.57. Rysunek 5.57a przedstawia odpowiedź impulsową na wyjściu stabilizatora (zmiana napięcia wyjściowego) przy skokowej zmianie napięcia wejściowego, rys. 5.57b zaś przedstawia odpowiedź układu na skok prądu obciążenia. Przebieg zależności impedancji wyjściowej od częstotliwości przedstawia rys. 5.57c.



5.57. Charakterystyki dynamiczne stabilizatora scalonego μA 723

a — odpowiedź impulsowa na skok napięcia U_{we},
b — odpowiedź układu na skok prądu I_{wy},
c — przebieg zależności impedancji wyjściowej od częstotliwości

Podane przykłady wykorzystania układu scalonego μA 723 nie wyczerpują oczywiście wszystkich możliwości stosowania tego układu w praktycznych rozwiązaniach stabilizatorów napięcia. Kilka dalszych przykładów zastosowań układu μA 723 podano na następnych rysunkach. Rys. 5.58 przedstawia stabilizator napięcia +5 V o prądzie obciążenia do 1 A, na rys. 5.59 podano stabilizator równoległy, rys. 5.60 przedstawia stabilizator sterowany cyfrowym poziomem logicznym i rys. 5.61 pokazuje jak można układ scalony μA 723 użyć jako stabilizator prądu.

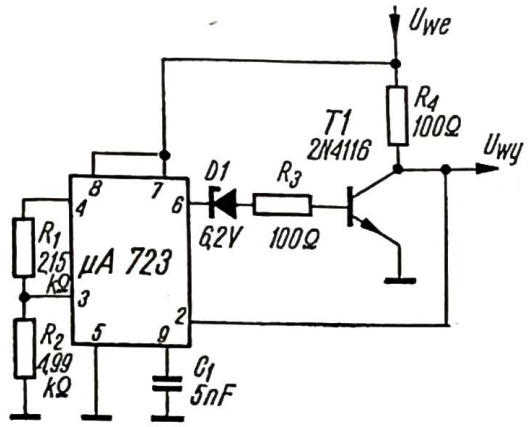


5.58. Stabilizator napięcia +5 V, 1 A z układem scalonym μA 723 i tranzystorem zewnętrznym typu *p-n-p*

Dla $U_{wy} = +5$ V:

WSN ($\Delta U_{we} = 3$ V) = 0,5 mV

WOSN ($\Delta I_{wy} = 1$ A) = 5 mV

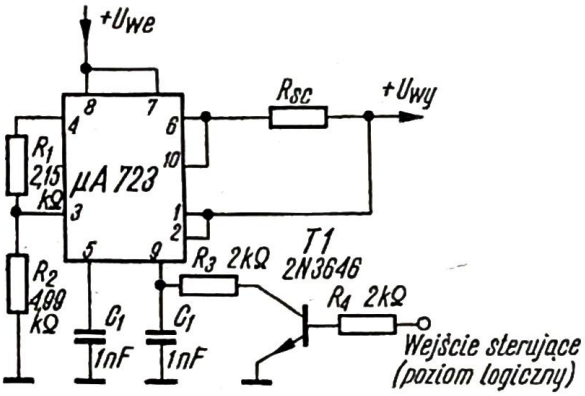


5.59. Układ scalony μA 723 pracujący jako równoległy stabilizator napięcia +5 V

Dla $U_{wy} = +5$ V:

WSN ($\Delta U_{we} = 10$ V) = 0,5 mV

WOSN ($\Delta I_{wy} = 100$ mA) = 1,5 mV

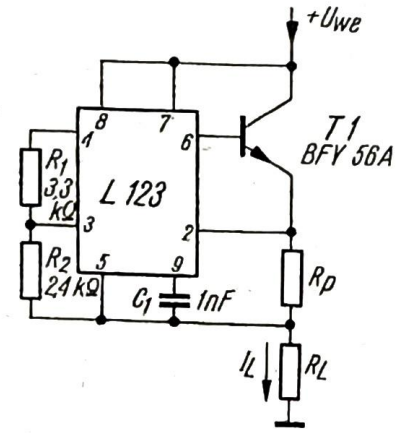


5.60. Stabilizator napięcia +5 V sterowany poziomem logicznym napięcia z układu cyfrowego

Dla $U_{wy} = +5$ V:

WSN ($\Delta U_{we} = 3$ V) = 0,5 mV

WOSN ($\Delta I_{wy} = 50$ mA) = 1,5 mV



5.61. Układ scalony L 123 pracujący jako stabilizator prądu

WSN ($\Delta U_{we} = 5$ V) = 0,3 mV

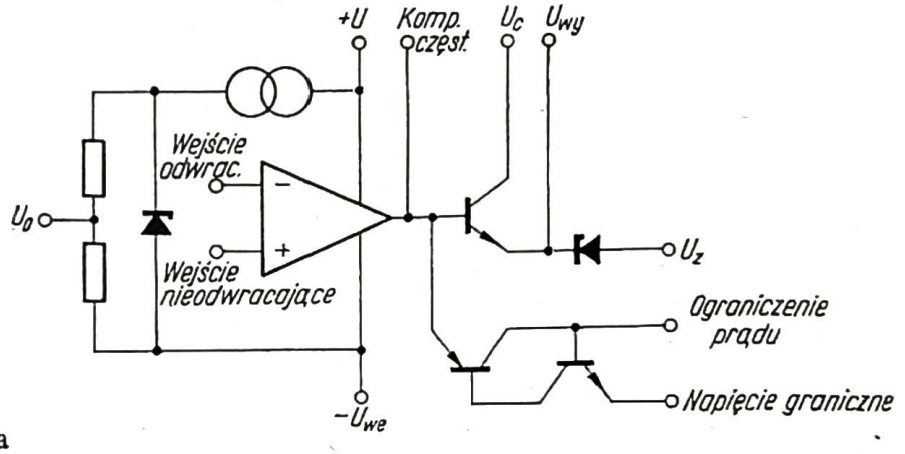
WOSN ($\Delta R_L = 200\ \Omega$ do ∞) = = 0,2 mV

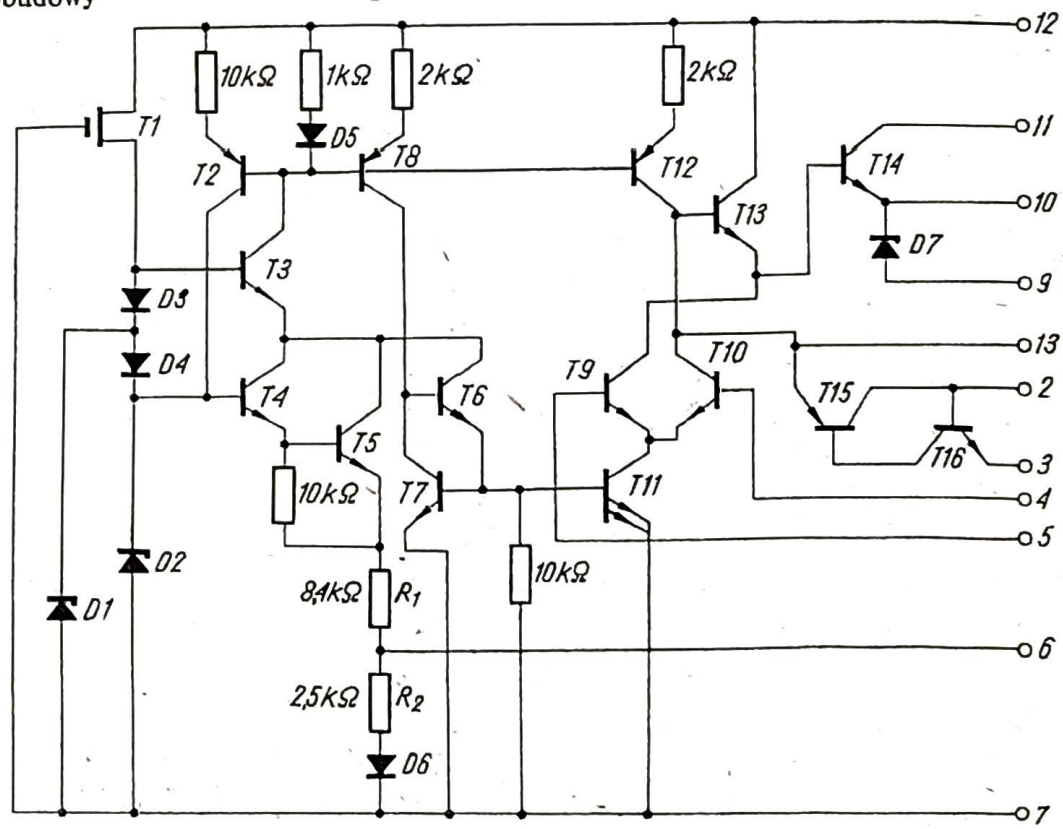
$$I_L = \frac{3}{R_p[\Omega]}\ \text{A} + 3\ \text{mA}$$

przy

$R_1 = 3{,}3$ kΩ i $R_2 = 2{,}4$ kΩ

Firma Fairchild Semiconductor produkuje stabilizatory scalone μA 723 w dwóch wersjach, różniących się między sobą temperaturowym zakresem pracy. Pierwszy z nich (μA 723) jest przeznaczony do pracy w temperaturach od −55°C do +125°C, drugi zaś (μA 723C) — w zakresie od 0°C do +70°C. Podstawowe parametry monolitycznych układów scalonych μA 723 i μA 723C podano w tablicy 5.4. Należy tylko dodać, że maksymalny prąd pobierany ze źródła napięcia odniesienia (końcówka *4*) wynosi 15 mA, a maksymalny prąd pobierany z końcówki U_Z (rys. 5.45) jest równy 25 mA. Dopuszczalna moc tracona w układzie scalonym





5.62. Schemat blokowy oraz ideowy stabilizatora scalonego SE/NE/550 (oznaczenia końcówek dotyczą obudowy TO-116)

Oznaczenia wyprowadzeń:

W obudowie L (TO-100) metalowej okrągłej 10-nóżkowej wyprowadzenia są identycznie oznaczone jak w stabilizatorze μA 723. W obudowie A (TO-116) dwurzędowej 14-nóżkowej oznaczenia są następujące:

2 — ograniczenie prądu obciążenia,
3 — czujnik prądowy,
4 — odwracające wejście sterujące,
5 — nieodwracające wejście sterujące,
6 — napięcie odniesienia,
7 — ujemne napięcie niestabilizowane ($-U_{we}$),
9 — napięcie diody U_E,
10 — napięcie stabilizowane ($+U_{wy}$ lub $-U_{wy}$),
11 — napięcie kolektora (tranzystora *T14*),
12 — dodatnie napięcie niestabilizowane ($+U_{we}$),
13 — kompensacja częstotliwościowa,
1, 8, 14 — wolne

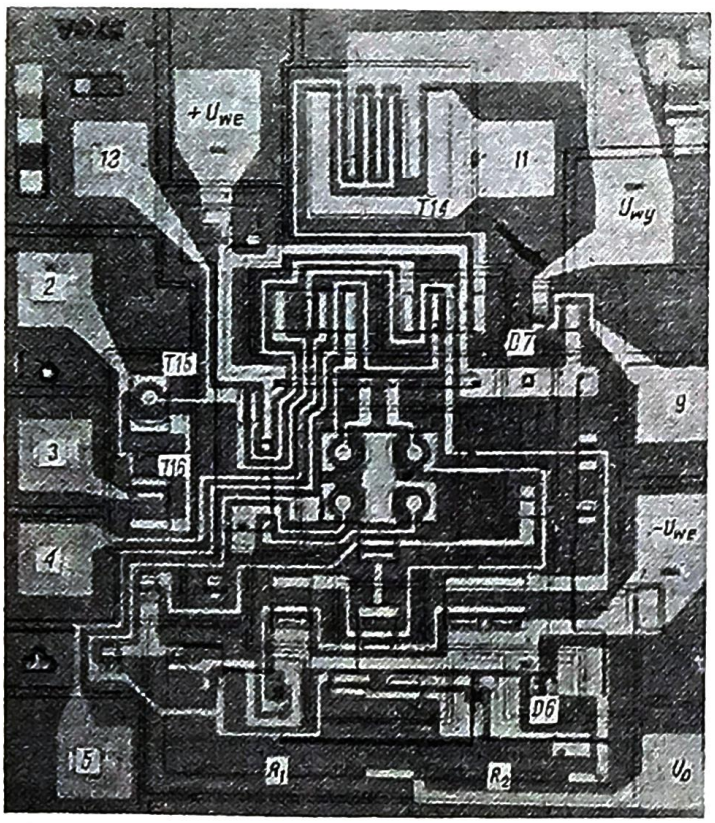
μA 723 i μA 723C zależy od rodzaju obudowy i wynosi: 800 mW (TO-100) i 900 mW (TO-116).

Firma włoska SGS produkuje oba wymienione typy układów pod nazwą L 123 T2 i L 123 T1/B1 w obudowach metalowych TO-100.

Ścisłe odpowiedniki stabilizatora scalonego μA 723 produkują także inne firmy, jak już podano na wstępie. Firma Signetics produkuje stabilizatory SE 550 i NE 550 o bardzo zbliżonych parametrach do parametrów układów μA 723 i μA 723C.

Schemat blokowy oraz ideowy stabilizatora scalonego SE 550 przedstawia rys. 5.62. W porównaniu ze schematem ideowym stabilizatora μA 723, w układzie ideowym SE 550 zmieniono źródło napięcia odniesienia, które daje napięcie o wartości równej $U_o = 1{,}63$ V, wprowadzono tranzystor wieloemiterowy *T11* oraz zastosowano tranzystor polowy *T1* typu MOS (*P*-kanałowy). Rozbudowano również o tranzystor *T15* układ ograniczenia prądu wyjściowego. Zmiany w schemacie ideowym stabilizatora SE 550 nie wpłynęły na liczbę i układ jego końcówek wyjściowych, które pozostały takie same jak w układzie scalonym μA 723 (w obudowie metalowej TO-100). W związku z tym, podstawowe schematy pracy podane poprzednio dla układu μA 723 obowiązują również dla stabilizatorów SE/NE 550, należy pamiętać tylko o innej wartości napięcia odniesienia otrzymywanego ze źródła podobnego typu co przedstawione na rys. 5.18a.

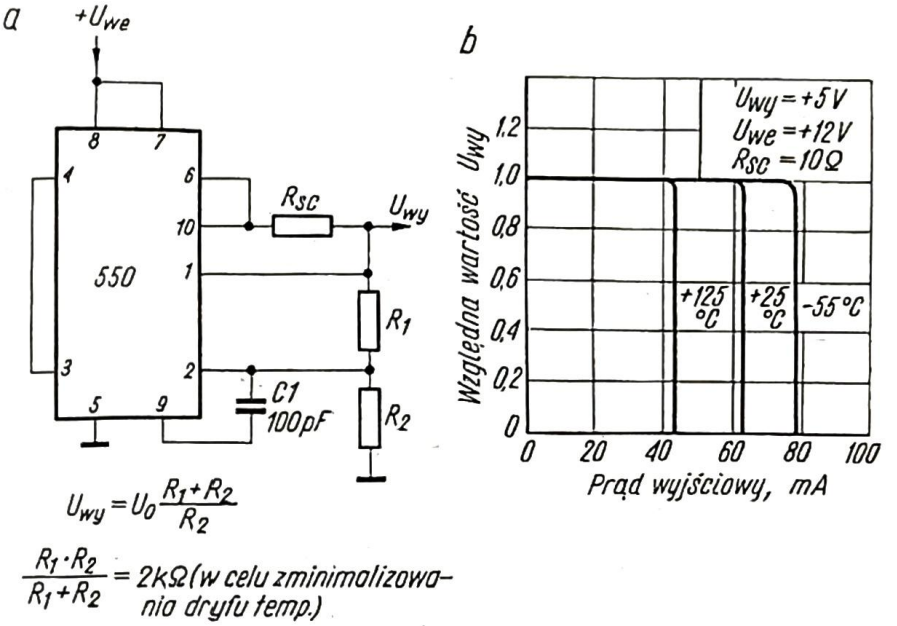
Na rys. 5.63 pokazano widok płytki stabilizatora monolitycznego SE 550.



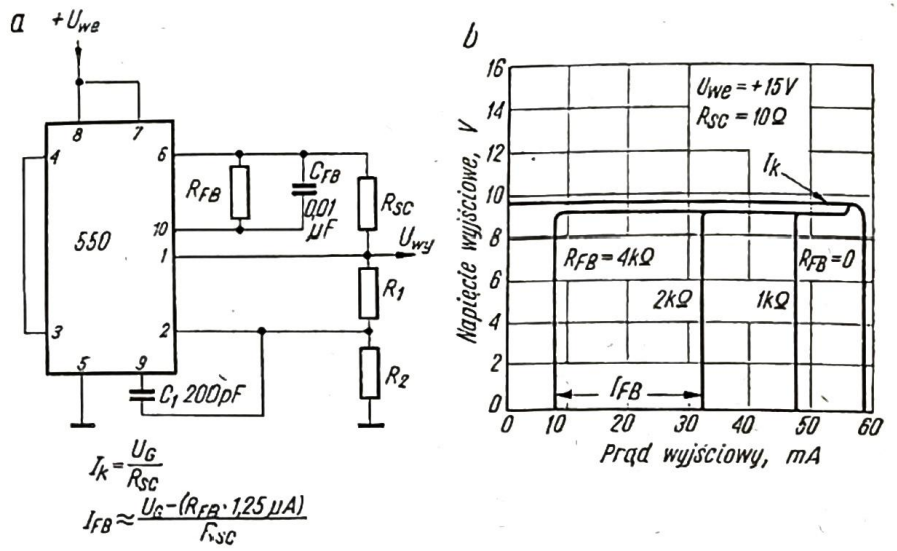
5.63. Widok płytki stabilizatora monolitycznego SE 550 firmy Signetics (w powiększeniu)

Stabilizator SE 550 L ma obudowę typu L (okrągła metalowa TO-100). Jego temperaturowy zakres pracy wynosi od −55°C do +125°C. Stabilizator NE 550 jest przeznaczony do pracy w temperaturze od 0°C do +70°C i jest produkowany

w obudowie L (TO-100) oraz A (TO-116). Przykładowo podano dwa schematy stabilizatorów z układami scalonymi 550. Rysunek 5.64 przedstawia podstawowy



5.64. Stabilizator napięcia stałego z układem scalonym 550 (a) oraz charakterystyka stabilizacji przy zastosowaniu ograniczenia prądu obciążenia (b)



5.65. Stabilizator napięcia stałego z układem scalonym 550 (a) oraz charakterystyka stabilizacji przy zastosowaniu redukcji prądu obciążenia (b)

schemat stabilizatora z ograniczeniem prądu obciążenia, a rys. 5.65 pokazuje jak można wprowadzić automatyczną redukcję prądu obciążenia przy zwarciu na wyjściu.

Podstawowe parametry stabilizatorów monolitycznych SE 550 i NE 550 są zestawione w tablicy 5.4.

5.4.4.4.
STABILIZATORY MC 1460, MC 1461, MC 1560, MC 1561

Omówione dotychczas monolityczne scalone stabilizatory napięcia stałego przeznaczone są w zasadzie do zastosowań, gdzie nie wymagane są duże moce wyjściowe. Oczywiście, istnieją możliwości zwiększenia mocy wyjściowej przez dołączanie elementów zewnętrznych, lecz jest to niewygodne i tego rodzaju układy

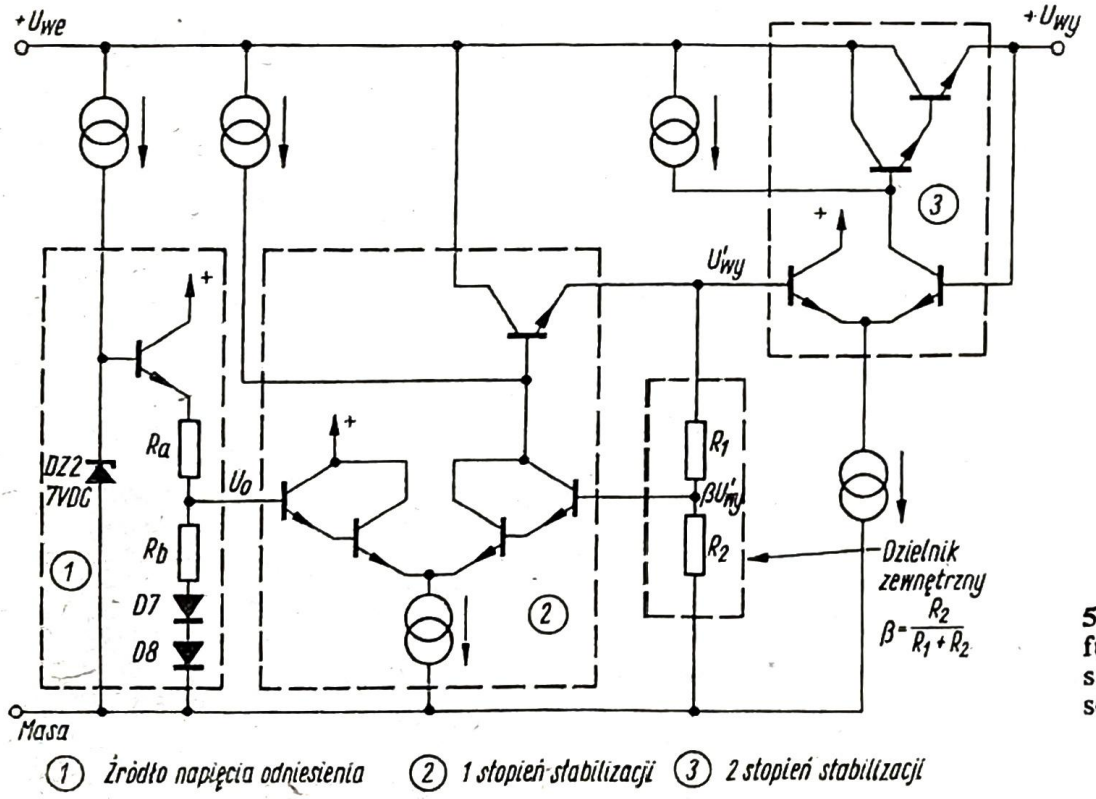
mieszane nie mają podstawowej zalety układów scalonych, jaką jest ich miniaturyzacja.

Firma amerykańska Motorola opracowała monolityczny scalony układ stabilizatora napięcia stałego, mający również tranzystor mocy. W wyniku udanych badań nad zwiększeniem mocy strat w monolitycznych stabilizatorach scalonych, produkowane są obecnie cztery typy układów: MC 1460, MC 1461, MC 1560 i MC 1561, które zapoczątkowały nowy kierunek rozwoju tego rodzaju stabilizatorów.

Stabilizatory napięcia produkowane przez firmę Motorola dostępne są w dwóch typach obudów. Pierwszy typ z literą „G" oznacza, że jest to obudowa 10-końcówkowa TO-5, litera „R" zaś oznacza 9-końcówkową obudowę mocy TO-66 wprowadzoną dla celów przemysłowych.

Porównując dane obu stabilizatorów MC 1560 i MC 1561 okazuje się, że układy te są identyczne, z tym wyjątkiem, że układ MC 1561 ma nieco szerszy zakres dopuszczalnego napięcia wejściowego. Oba stabilizatory są przeznaczone do pracy w temperaturach od $-55°C$ do $+125°C$. Stabilizatory te są także produkowane w wersji przemysłowej i oznaczone MC 1460 i MC 1461. W wersji przemysłowej temperaturowy zakres pracy wynosi od 0°C do $+75°C$, obudowy zaś są także dwojakiego rodzaju: „R" i „G".

Funkcjonalny schemat stabilizatora scalonego MC 1560 przedstawiono na rys. 5.66. Składa się on z trzech głównych części: źródła napięcia odniesienia U_o, skompensowanego termicznie (patrz rys. 5.18a), i dwóch stopni stabilizacji w po-



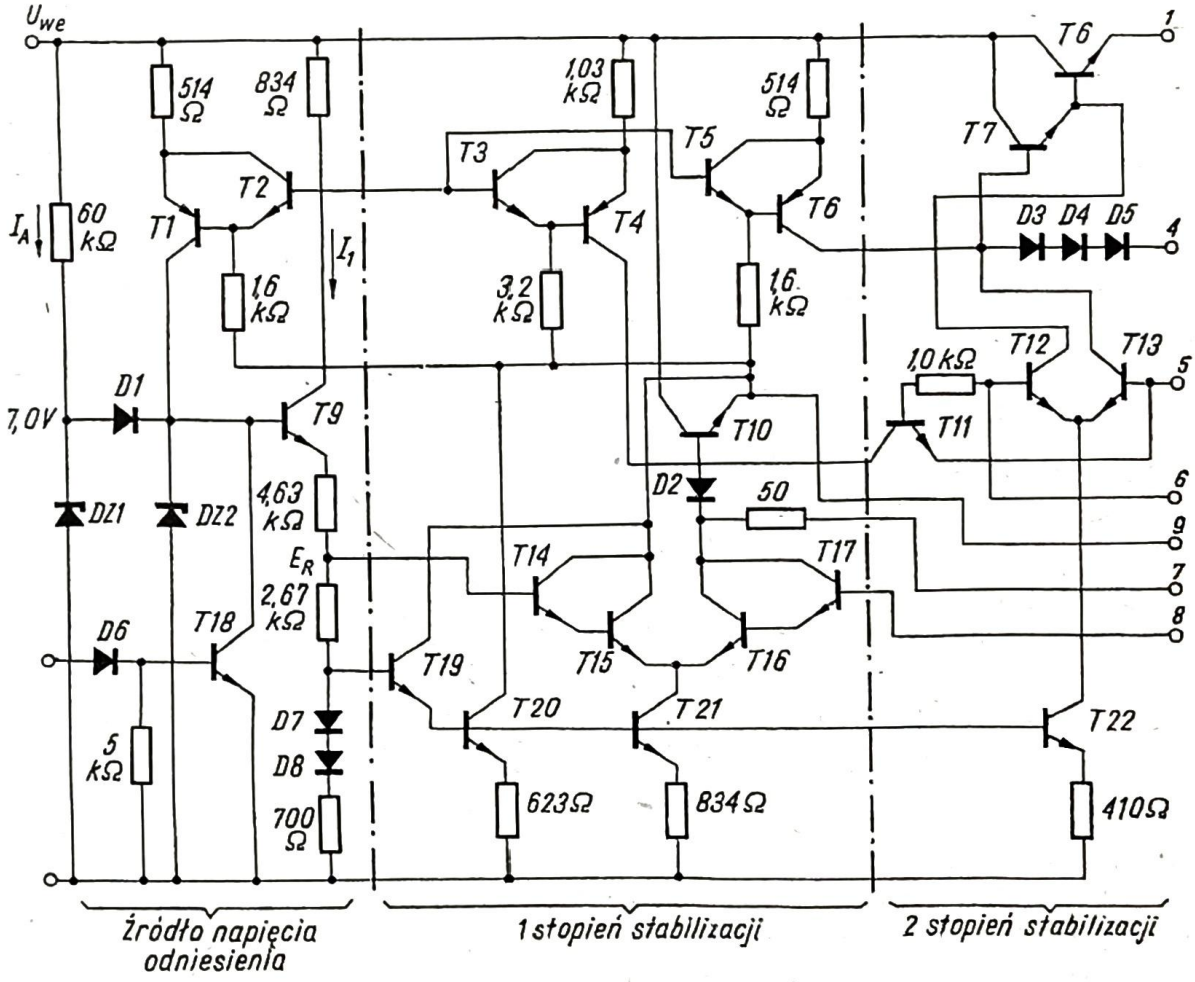
5.66. Schemat funkcjonalny stabilizatora scalonego MC 1560

staci szeregowych stabilizatorów napięcia: stabilizatora szeregowego do przesuwania poziomu stałego oraz stabilizatora wyjściowego o wzmocnieniu równym jedności.

Wprowadzono tutaj pewną nowość, polegającą na wyeliminowaniu zwykle istniejącego kompromisu między właściwościami zmienno- i stałoprądowymi, gdy stosuje się w układzie stabilizatora tylko jeden wzmacniacz ze sprzężeniem zwrotnym. W przypadku stabilizatora MC 1560 typu „regulator within regulator" własności zmienno- i stałoprądowe mogą być optymalizowane oddzielnie.

Zastosowanie głównego wyjściowego stabilizatora o wzmocnieniu równym jedności zapewnia całkowitą niezależność parametrów od stabilizowanego napięcia wyjściowego. Napięcie odniesienia U_o skompensowane termicznie jest wytwarzane na płytce monolitycznej przy zastosowaniu dwóch rezystorów: R_a i R_b. Służy ono do zrównoważenia dodatniego współczynnika temperaturowego zenerowskiej diody odniesienia *DZ2* z ujemnym współczynnikiem temperaturowym pary diod *D7* i *D8*, spolaryzowanych w kierunku przewodzenia. Dwa zewnętrzne rezystory R_1 i R_2 służą do ustalenia napięcia wyjściowego:

$$U'_{wy} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) U_o$$



5.67. Schemat ideowy stabilizatora scalonego MC 1560

Oznaczenia wyprowadzeń:

1 — napięcie stabilizowane ($+U_{wy}$),
2 — wejście kontrolne (wyłączanie),
3 — napięcie niestabilizowane ($+U_{we}$),
4 — ograniczenie prądu obciążenia,
5 — wejście sterujące drugiego stabilizatora,
6 — napięcie odniesienia dla drugiego stabilizatora (wejście),
7 — filtr szumów (wyjście do podłączenia kondensatora C_N),
8 — przesuwanie poziomu napięcia stałego (wejście dla napięcia z dzielnika R_1 i R_2),
9 — napięcie wyjściowe pierwszego stabilizatora,
10 — masa ($-U_{we}$, $-U_{wy}$)

Napięcie wyjściowe U'_{wy} stabilizatora do przesuwania poziomu stałego jest napięciem odniesienia dla szeregowego stabilizatora wyjściowego o wzmocnieniu 1.

Schemat ideowy scalonego stabilizatora MC 1560 przedstawiono na rys. 5.67. Działanie układu jest następujące: z chwilą doprowadzenia do wejścia *3* napięcia niestabilizowanego, przez rezystor 60 kΩ i przez diodę *D1* do bazy tranzystora *T9* popłynie prąd I_A. W tym momencie wszystkie źródła prądowe zasilające stabilizator zostaną uruchomione. Gdy napięcie na diodzie *DZ2* wzrasta, tranzystor *T9* ustala odpowiednie zasilanie dla pozostałej części stabilizatora. Jeśli dioda *DZ2* już normalnie przewodzi, zasilana przez źródło prądowe *T1*, to dioda *D1* zostaje odcięta i przez rezystor 60 kΩ płynie wtedy mały prąd do diody *DZ1*. Tego rodzaju połączenie diod *DZ1*, *DZ2* i *D1* gwarantuje właściwy rozruch układu.

Pomijając prądy bazy, można obliczyć prąd I_1 płynący przez tranzystor *T9*:

$$I_1 = \frac{U_{DZ2} - 3U_{BE}}{4{,}63 + 2{,}67 + 0{,}7} \cdot 10^{-3} \approx 0{,}6 \text{ mA}$$

napięcie odniesienia natomiast jest równe:

$$U_o = U_{DZ2} - U_{BE9} - I_1 \cdot 4{,}63 \cdot 10^3 = 7 - 0{,}7 - 0{,}6 \cdot 4{,}63 = 3{,}5 \text{ V}$$

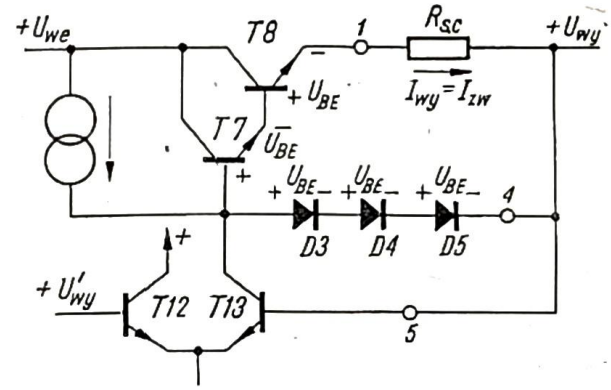
Zastosowanie dwóch diod *D7* i *D8* w obwodzie emitera tranzystora *T9* daje dodatkową zaletę, polegającą na tym, że prąd I_1 będzie także skompensowany termicznie nawet w przypadku zastosowania na płytce rezystorów dyfuzyjnych. Pary tranzystorów typu *p-n-p* i *n-p-n* od T_1 do *T6* pracują jako źródła prądowe. Pary tranzystorów *T14* do *T17* połączone w dwa układy Darlingtona zapewniają dużą rezystancję wejściową wzmacniacza różnicowego.

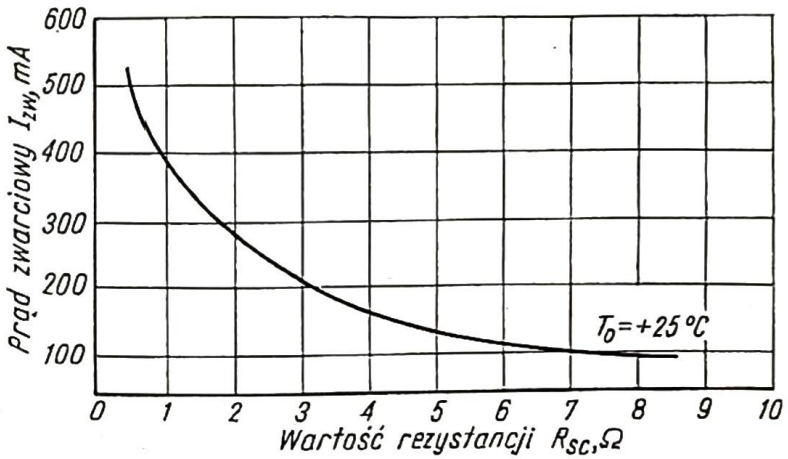
Napięcie odniesienia U_o doprowadzone do bazy tranzystora *T14* jest porównywane z napięciem na bazie *T17* (końcówka *8*). W normalnych warunkach pracy końcówka *6* jest połączona bezpośrednio z końcówką *9*. Dzielnik do regulacji napięcia wyjściowego R_1 i R_2 jest umieszczony między końcówkami *9* i *8* oraz masą.

Dioda *D2* zabezpiecza stabilizator przed rozładowaniem się pojemności C_N filtru redukującego szumy (rys. 5.69), gdy stabilizator zostanie wyłączony (shut down). Zwykle końcówka *5* jest połączona z wyjściem napięcia stabilizowanego, tak że napięcie wyjściowe U_{wy} jest porównywane z napięciem wyjściowym U'_{wy} pierwszego stabilizatora (tutaj napięcie odniesienia drugiego stabilizatora), doprowadzonym do bazy tranzystora *T12*. Tranzystor *T11* chroni przed uszkodzeniem wzmacniacz różnicowy *T12* i *T13* podczas zwarcia na wyjściu (normalnie jest odcięty). Tranzystory *T7* i *T8* tworzą układ Darlingtona i są szeregowym elementem regulacyjnym o dużej geometrii, pozwalającej na pracę z dużymi prądami.

Diody *D3*, *D4*, *D5* chronią układ przed przeciążeniem i zwarciem na wyjściu. Te trzy diody połączone szeregowo (rys. 5.68) są polaryzowane w kierunku przewodzenia, gdy prąd obciążenia wytwarza na rezystorze R_{SC} spadek napięcia o wartości bliskiej U_{BE}. Diody przewodząc pobierają prąd bazy tranzystora *T7* i w ten sposób ograniczają prąd wyjściowy. Dioda *D6* i tranzystor *T18* służą do wyłączenia układu, gdy napięcie na końcówce *2* przekroczy o $2U_{BE}$ wartość na-

pięcia na końcówce *10*. Wówczas dioda *D6* zostaje spolaryzowana w kierunku przewodzenia i tranzystor *T18* przewodzi, odcinając prąd płynący przez diodę *DZ2*. Powoduje to odłączenie zasilania od pozostałej części układu stabilizatora — osiąga się stan „wyłączenia". W stanie „wyłączenia" w stabilizatorze płynie tylko prąd spoczynkowy (300 μA przy $U_{we} = 20$ V).





5.68. Zależność prądu zwarciowego I_{zw} w funkcji wartości rezystancji R_{SC} oraz układ ograniczania prądu obciążenia

PODSTAWOWE PARAMETRY MONOLITYCZNYCH SCALONYCH STABILIZATORÓW NAPIĘCIA STAŁEGO FIRMY MOTOROLA

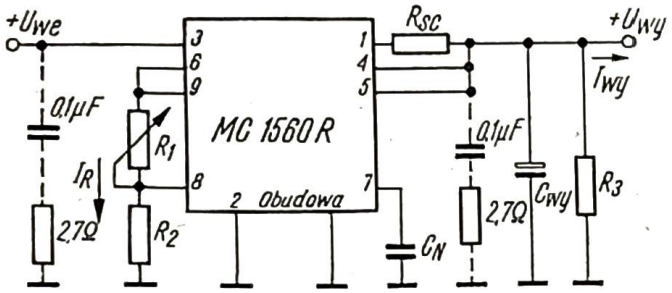
Tablica 5.5

Parametry \ Typ, Firma	Motorola			
	MC 1460	MC 1461	MC 1560	MC 1561
Zakres napięcia wejściowego (V)	+9 do +20	+9 do +35	+8,5 do +20	+8,5 do +40
Zakres napięcia wyjściowego (V)	+2,5 do +17	+2,5 do +32	+2,5 do +17	+2,5 do +37
Napięcie różnicowe wejście-wyjście min. (V)	2,4	2,4	2,1	2,1
WSN (%/U_{we})	0,003	0,003	0,002	0,002
WOSN (%)	0,08	0,08	0,05	0,05
Temperaturowy zakres pracy (°C)	0 do +75	0 do +75	−55 do +125	−55 do +125
TWN (%/°C)	±0,002	±0,002	±0,002	±0,002
Prąd wyjściowy[1] maks. (mA)	R: 500 mA G: 200 mA	R: 500 mA G: 200 mA	R: 500 mA G: 200 mA	R: 500 mA G: 200 mA
Impedancja wyjść. od zera do 100 kHz (Ω)	0,080	0,050	0,025	0,020
WTT (dB)	> 84	> 84	> 84	> 84
Obudowa	R: TO-66;		G: TO-5	

[1]) Wartość prądu wyjściowego bez zewnętrznych tranzystorów.

Parametry scalonych stabilizatorów napięcia MC 1460, MC 1461, MC 1560, MC 1561 wykonanych konwencjonalną techniką pełnej dyfuzji podano w tablicy 5.5.

Podstawowy układ pracy stabilizatora MC 1560 pokazano na rys. 5.69. Jak już wspomniano, dzielnik R_1 i R_2 dołączony między końcówki *6*, *9* i masę ustala



5.69. Podstawowy układ pracy stabilizatora scalonego MC 1560 R

napięcie wyjściowe. Wartość tego napięcia jest łatwo dobierana za pomocą potencjometru R_1. Przyjmując, że napięcie na końcówce *8* jest równe napięciu odniesienia, mamy:

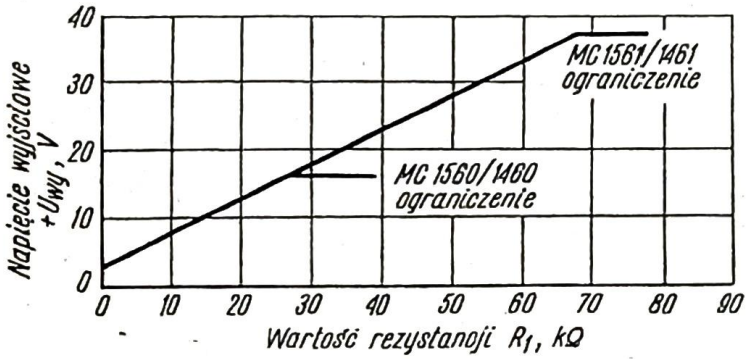
$$U_o \approx 3{,}5\ \text{V} = I_R R_2$$

Jeśli dobierzemy $R_2 = 6{,}8\ \text{k}\Omega$, to wtedy prąd $I_R \approx 0{,}5\ \text{mA}$. Napięcie wyjściowe będzie równe:

$$U_{wy} = U_o + I_R R_1$$

$$U_{wy} = 3{,}5 + \frac{1}{2} R_1, \text{ gdzie } R_1 \text{ w k}\Omega \tag{5.33}$$

A zatem, napięcie wyjściowe U_{wy} jest liniową funkcją wartości rezystora R_1. Zależność $U_{wy} = \text{f}(R_1)$ jest przedstawiona na rys. 5.70. Rezystor R_3 jest potrzebny

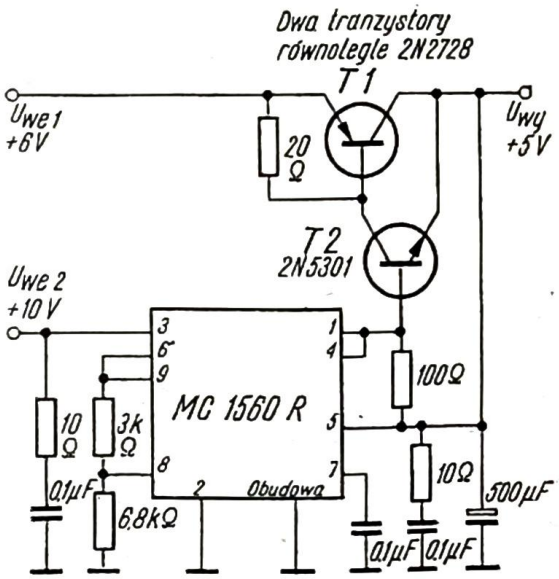


5.70. Zależność napięcia wyjściowego U_{wy} od wartości rezystancji R_1

do obciążenia układu minimalnym prądem 1 mA wtedy, gdy nie ma zewnętrznego obciążenia. Minimalne napięcie wejściowe powinno być większe od 8,5 V dla poprawnej pracy układu. Napięcie wyjściowe jest mniejsze o wartość różnicy napięcia wejście-wyjście, która w tym przypadku wynosi około 2,5 V.

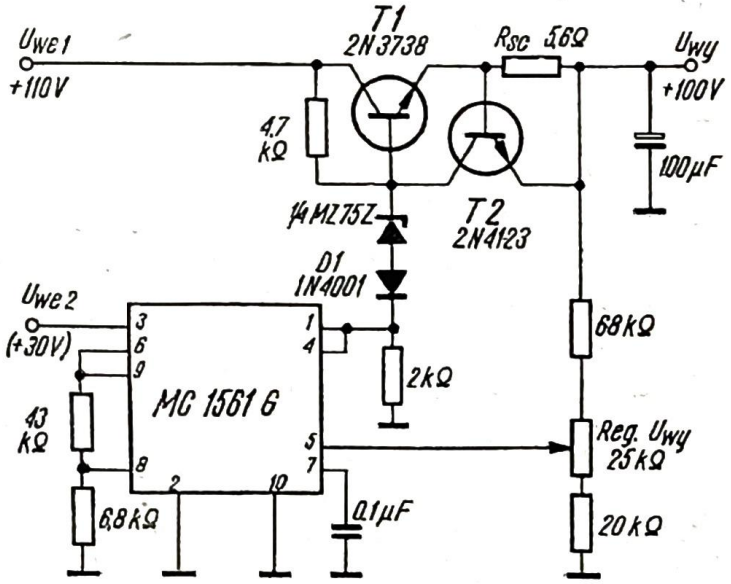
Jednym z wielu możliwych zastosowań układu scalonego MC 1560 jest stabilizator napięcia 5 V o bardzo dużym prądzie wyjściowym, stosowany do zasilania systemów cyfrowych (rys. 5.71). W układzie stabilizatora zastosowano

trzy tranzystory zewnętrzne: dwa równoległe *p-n-p* typu 2N 2728 i jeden *n-p-n* typu 2N 5301. Dołączenie tranzystorów zewnętrznych umożliwia zwiększenie prądu wyjściowego do 100 A. Tranzystory 2N 2728 mają napięcie nasycenia $U_{CES} = 0{,}075$ V i $h_{FE} = 20$ przy prądzie 50 A. Aby uzyskać prąd wyjściowy rzędu 100 A, tranzystor sterujący 2N 5301 powinien wysterować parę tranzysto-



5.71. Stabilizator napięcia stałego +5 V, 100 A z układem scalonym MC 1560 R i tranzystorami zewnętrznymi

rów regulacyjnych prądem 5 A. Ponieważ tranzystor 2N 5301 ma $h_{FEmin} = 15$ przy prądzie 10 A, więc łatwo można uzyskać wymagany prąd do wysterowania pary tranzystorów 2N 2728. Rezystor 100 Ω między końcówkami *1* i *5* ustala wstępny prąd obciążenia układu MC 1560, natomiast rezystor 20 Ω znajdujący się między bazą i emiterem tranzystora *T1* obciąża wstępnie stopień regulacyjny.



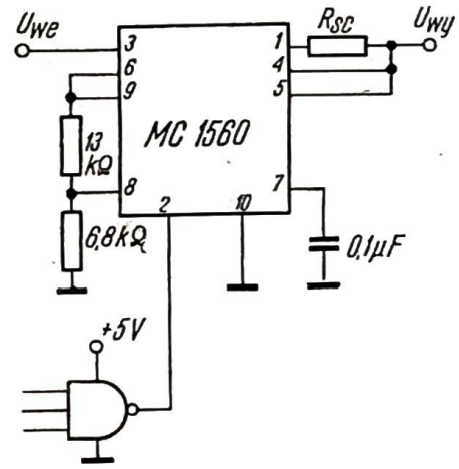
5.72. Stabilizator napięcia stałego +100 V z układem scalonym MC 1561 G

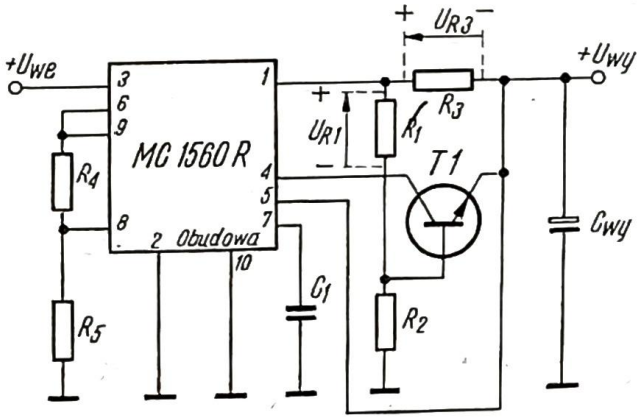
Oprócz możliwości rozszerzenia zakresu prądu obciążenia możliwe jest również rozszerzenie zakresu napięcia stabilizowanego. Na rys. 5.72 przedstawiono stabilizator napięcia 100 V z prądem obciążenia do 100 mA zbudowany na układzie MC 1561 G. Napięcie niestabilizowane doprowadzane do układu

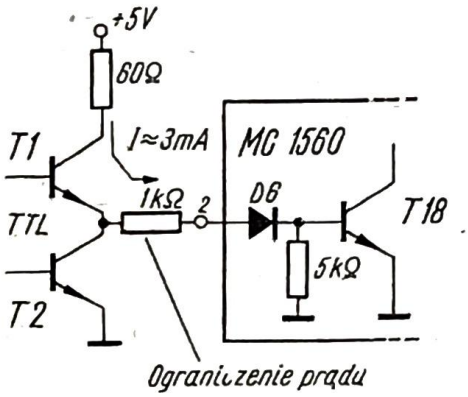
wynosi 110 V. Stabilizator jest włączony konwencjonalnie i dostarcza na wyjściu (końcówki *1*, *4*) napięcie 25 V przy napięciu wejściowym 30 V. Dioda Zenera 1/4 MZ 75 Z (75 V) jest włączona między wyjście 25 V układu scalonego i szeregowy tranzystor regulacyjny. Prąd obciążenia jest ograniczony do wartości 100 mA przez włączenie rezystora $R_{SC} = 5{,}6\ \Omega$, który również zabezpiecza tranzystory regulacyjne przed zwarciem na wyjściu (tranzystor 2N 3738 pracuje w bezpiecznym zakresie).

Dioda *D1* zabezpiecza sam układ scalony przed zwarciem z masą wyjścia +100 V. Pętla sprzężenia zwrotnego jest zamknięta między wyjściem +100 V a końcówką *5* przez dzielnik rezystorowy. Rezystor 2 kΩ ma dwa zadania: pobieranie minimalnego prądu obciążenia z układu scalonego i zamknięcie drogi prądu diody Zenera 75 V, aby pracowała powyżej „kolana charakterystyki".

Jak już wspomniano przy omawianiu schematu ideowego stabilizatora scalonego MC 1560, układ ma wyprowadzoną końcówkę *2*, służącą do wyłączania stabilizatora (shut down capability). Jeżeli dioda *D6* (rys. 5.73) oraz złącze







5.73. Stabilizator napięcia sterowany za pomocą bramki cyfrowej NAND (TTL)

T1 — tranzystor przewodzący, *T2* — tranzystor zablokowany

5.74. Stabilizator monolityczny MC 1560 R w układzie automatycznej redukcji prądu obciążenia

baza-emiter tranzystora *T18* są spolaryzowane w kierunku przewodzenia, to zbocznikowany zostaje prąd diody odniesienia *DZ2*, co w konsekwencji powoduje wyłączenie wszystkich źródeł prądowych w układzie stabilizatora. Przez rezystor 60 kΩ do diody *DZ1* pod wpływem napięcia $+U_{we}$ płynie tylko prąd I_A (około 250 μA przy $U_{we} = 15$ V). Prąd maksymalny, który może popłynąć w obwodzie diody *D6*, wynosi 10 mA, przy czym aby nastąpiło wyłączenie stabilizatora wystarczający jest prąd 1 mA. Wejście wyłączające jest bardzo wygodne

w wielu zastosowaniach. Rys. 5.73 ilustruje na przykład, jak stabilizator może być sterowany za pomocą bramki NAND typu TTL. Aby stabilizator zmienił stan pracy z normalnego na stan wyłączenia (napięcie wyjściowe stabilizatora zmienia się wówczas od $+U_{wy}$ do potencjału masy) poziom logiczny „1" na wyjściu bramki NAND powinien odpowiadać napięciu o wartości minimum 1,5 V. Należy pamiętać jednak o włączeniu szeregowo z wejściem *2* rezystora 1 kΩ, ograniczającego prąd wysterowania. Sterowanie stabilizatora przy użyciu wejścia *2* może się odbywać również z innych źródeł, np. można stabilizator automatycznie wyłączyć, gdy przekroczy się wstępnie ustalony poziom napięcia zależny od temperatury złącza. Jest to sposób tzw. termicznego wyłączenia. Inne zastosowanie to np. wyłączenie stabilizatora przy zwarciu na wyjściu itd.

Zabezpieczenie stabilizatorów napięcia typu MC 1560 R przed przeciążeniem lub zwarciem można zrealizować również na zasadzie automatycznej redukcji prądu obciążenia. Taki właśnie układ pracy stabilizatora MC 1560 R przedstawiono na rys. 5.74. Napięcie U_{R1} powstające na rezystorze R_1 początkowo jest równe 2 U_{BE} ($\sim$ 1,4 V), dzięki odpowiedniemu doborowi dzielnika R_1, R_2 dla żądanego napięcia wyjściowego. Aby tranzystor *T1* przewodził, napięcie na rezystorze R_3, wynoszące $(I_{wy}R_3)$, musi być równe $U_{R1}+U_{BE} \approx 3\ U_{BE}$. Gdy tranzystor *T1* przewodzi, jego kolektor dołączony do końcówki *4* układu scalonego przejmuje prąd bazy szeregowego tranzystora regulacyjnego, dając przewidywany efekt zmniejszenia prądu obciążenia.

5.4.5
STABILIZATORY MONOLITYCZNE O USTALONYM NAPIĘCIU WYJŚCIOWYM (LOKALNE)

5.4.5.1
STABILIZATORY SERII LM 109

Stabilizatory LM 109/LM 209/LM 309 produkowane przez firmę National Semiconductor mają następujące odpowiedniki:

SFC 2109 M/SFC 2209/SFC 2309

SFC 2109 RM/SFC 2209 R/SFC 2309 R Sescosem

(litera R oznacza obudowę TO-3, a litera M — zakres temperaturowy pracy od −55°C do +125°C).

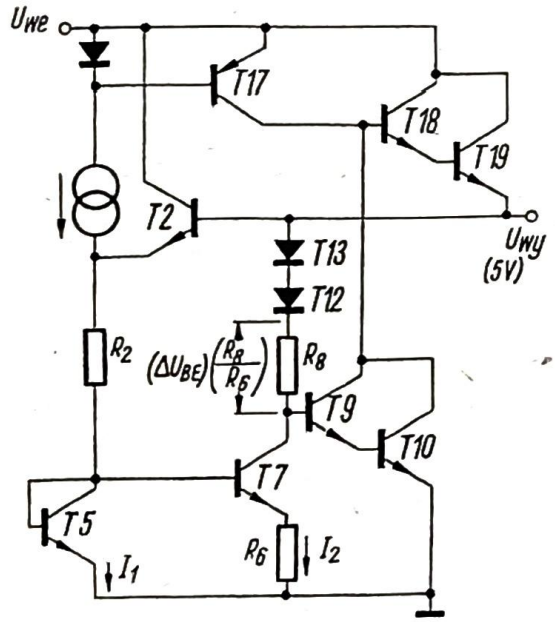
Wszystkie omówione w p. 5.4.4 monolityczne scalone stabilizatory napięcia stałego są układami uniwersalnymi, z pomocą których można budować cały szereg zasilaczy stabilizowanych o różnych napięciach i prądach wyjściowych.

W związku z powszechnym wprowadzaniem w technice cyfrowej układów scalonych, pojawiło się zapotrzebowanie na stabilizatory monolityczne scalone o ustalonych napięciach wyjściowych. Na przykład cyfrowe układy scalone TTL wymagają napięcia pracy o wartości +5 V. W odpowiedzi na to zapotrzebowanie, firmy produkujące liniowe układy scalone opracowały stabilizatory napięcia stałego o wewnętrznie ustalonych wartościach napięć wyjściowych z przeznaczeniem do zasilania cyfrowych układów scalonych. Zwrócono tu przede wszystkim uwagę na możliwość lokalngo umieszczenia takiego stabilizatora, tzn.

bezpośrednio na płytce drukowanej z zasilanymi układami cyfrowymi. Ograniczono liczbę końcówek zewnętrznych do trzech, co było możliwe dzięki wcześniejszemu ustaleniu wartości napięcia stabilizowanego, wprowadzeniu wewnętrznej kompensacji częstotliwościowej i termicznego zabezpieczenia przed przeciążeniem.

Na ogół stabilizatory napięcia do układów cyfrowych produkowane są na większe prądy obciążenia (do 1 A lub 1,5 A); mają one obudowy metalowe typu TO-3. Oczywiście scalone stabilizatory napięcia o ustalonej wartości produkowane są również z przeznaczeniem do układów analogowych. Wartości napięć wyjściowych są ustalone od 5 V co kilka woltów do 24 V przy prądach obciążenia malejących do 100 mA lub do 200 mA.

Stabilizatory serii LM 109 firmy National Semiconductor oraz ich odpowiedniki firmy Sescosem mają ustaloną typową wartość napięcia wyjściowego 5 V. Każdy układ serii LM 109 jest kompletnym stabilizatorem napięcia 5 V wytwarzanym na pojedynczej płytce krzemowej. Stabilizatory te są dostępne w dwóch obudowach metalowych 3-końcówkowych: TO-5 dla prądów obciążenia do 200 mA i TO-3 dla prądów obciążenia rzędu 1 A. Pracując zgodnie ze swoim przeznaczeniem nie wymagają dodatkowych elementów zewnętrznych. Jeśli stabilizator jest umieszczony na płytce drukowanej dość daleko od filtru zasilacza, należy na wejściu umieścić pojemność blokującą.



5.75. Uproszczony schemat stabilizatora monolitycznego LM 109

Wszystkie układy serii LM 109 mają wewnętrzne termiczne zabezpieczenia przeciążeniowe. Źródłem napięcia odniesienia w układzie stabilizatora LM 109 nie jest dioda Zenera, lecz ściśle określone napięcia baza-emiter tranzystorów, tak że źródło napięcia odniesienia o wartości około 1,2 V nie wprowadza ograniczeń na minimalne napięcie wejściowe. Dodatkową zaletą takiego źródła odniesienia jest fakt, że wartość napięcia wyjściowego może być dokładnie ustalona w czasie produkcji w zależności od późniejszego zastosowania.

Do wytwarzania skompensowanego termicznie napięcia wyjściowego zastosowano zmodyfikowany układ źródła napięcia odniesienia z kompensacją

napięć baza-emiter tranzystorów (patrz rys. 5.18b), który przedstawiono na uproszczonym schemacie stabilizatora LM 109 na rys. 5.75. Tranzystory *T5* i *T7* z rys. 5.75 odpowiadają tranzystorom *T1* i *T2* z rys. 5.18b. Tranzystor *T7* wzmacnia różnicę napięć U_{BE} tranzystorów *T5* i *T7*. Spadek napięcia, który powstaje na rezystorze *R8*, jest równy:

$$U_8 \approx I_2 R_8 = \Delta U_{BE} \cdot \frac{R_8}{R_6} \tag{5.34}$$

Stopień Darlingtona zbudowany z tranzystorów *T8* i *T9* ogranicza napięcie kolektora tranzystora *T7* do wartości równej $2U_{BE}$ powyżej poziomu zerowego (masy). Dodając do napięcia $2U_{BE}$ pozostałe dwa napięcia U_{BE} tranzystorów *T12* i *T13* można określić stabilizowane napięcie wyjściowe:

$$U_{wy} \approx 4U_{BE} + \Delta U_{BE} \frac{R_8}{R_6} \tag{5.35}$$

gdzie:

$$\Delta U_{BE} = (U_{BE})_{T5} - (U_{BE})_{T7} = U_T \ln\left(\frac{I_1}{I_2}\right)$$

Tak więc na wyjściu otrzymuje się napięcie, równe w przybliżeniu poczwórnemu podstawowemu napięciu odniesienia, czyli bliskie 5 V. Aby współczynnik termiczny tego napięcia był bliski zeru, należy odpowiednio dobrać stosunek rezystorów i prądów w równaniu, a mianowicie tak, ażeby

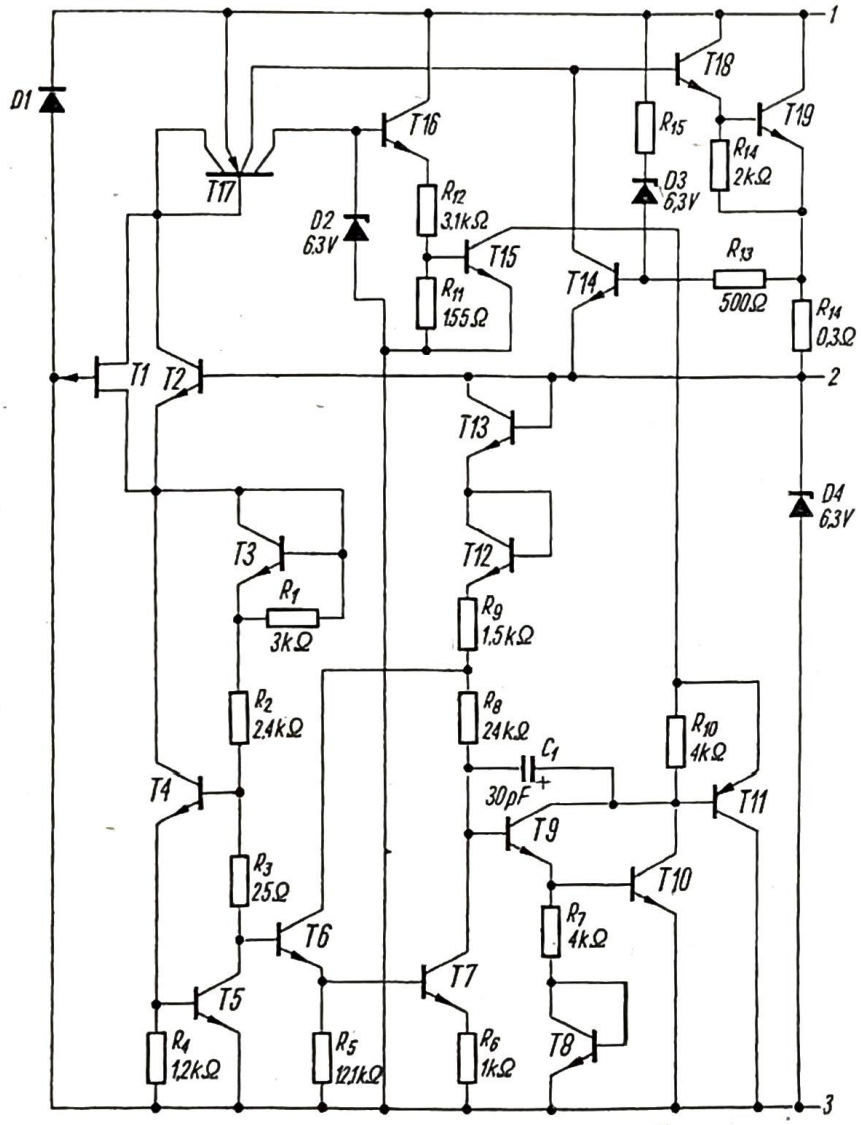
$$\frac{dU_{BE}}{dT} = \frac{U_T}{4T} \cdot \frac{R_8}{R_6} \cdot \ln \frac{I_1}{I_2} \tag{5.36}$$

W praktyce uzyskuje się współczynnik termiczny napięcia wyjściowego wynoszący około 0,002%/°C.

Na rys. 5.76 przedstawiono schemat ideowy stabilizatora scalonego LM 109. Tranzystory *T4* i *T6* służą do wytworzenia większego napięcia różnicowego emiter-baza dla tranzystora *T7* oraz do znieczulenia układu na rozrzuty wartości wzmocnienia prądowego tranzystorów powstające przy produkcji. Tranzystor *T9* zwiększa wzmocnienie wzmacniacza błędu zbudowanego na tranzystorze *T10*. Prąd płynący przez tranzystor *T9* jest proporcjonalny do różnicy napięcia emiter-baza, określonej przez R_7 i R_8. Rezystor R_3 kompensuje konduktancję przejściową tranzystora *T5*, aby napięcie dostarczane do tranzystora *T6* było stosunkowo mało zależne od napięcia wyjściowego. Prąd kolektora tranzystora *T6*, który jest proporcjonalny do napięcia emiter-baza, jest również wykorzystywany do wytworzenia spadku napięcia na rezystorze R_9, potrzebnego do utrzymania kompensacji temperaturowej przy wzroście napięcia wyjściowego od wartości 4 × × 1,205 V do 5 V.

Pojemność C_1 eliminuje możliwość oscylacji przy dowolnym obciążeniu. Aktywne obciążenie wzmacniacza błędu stanowi wielokolektorowy tranzystor *T17* typu *p-n-p* o kontrolowanym wzmocnieniu. Jego prąd wyjściowy jest równy

prądowi kolektora tranzystora *T2* oraz pomocniczemu prądowi zasilania diody Zenera *D2*, kontrolującej termiczne wyłączenie stabilizatora wraz z tranzystorami *T15* i *T16*. Tranzystor unipolarny złączowy *P*-kanałowy *T1* i rezystor R_1 umożliwiają pewny start stabilizatora nawet w najgorszych warunkach zasilania i obciążenia.



5.76. Schemat ideowy stabilizatora scalonego LM 109

Oznaczenia wyprowadzeń:
1 — napięcie niestabilizowane ($+U_{we}$),
2 — napięcie stabilizowane ($+U_{wy}$),
3 — masa ($-U_{we}$, $-U_{wy}$)

Przed przeciążeniem zabezpieczają stabilizator tranzystory *T14* i *T15* oraz rezystor R_{14}, ograniczając wysterowanie tranzystora *T18*. Jeśli przeciążenie trwa dłużej i temperatura płytki staje się nadmierna, tranzystor *T15* zaczyna przewodzić, ponieważ jego napięcie emiter-baza maleje przy wysokich temperaturach. To termiczne ograniczenie pojawia się przy temperaturze złącza około 175°C.

Dioda Zenera *D4* ogranicza napięcie wyjściowe do wartości 6,3 V w przypadku np. zwarcia elementu regulacyjnego (*T18* i *T19*), chroniąc obciążenie przed uszkodzeniem.

Na rys. 5.77 przedstawiono widok płytki stabilizatora monolitycznego LM 109.

Stabilizator scalony LM 109 jest produkowany z konkretnym przeznaczeniem i nie ma potrzeby rozszerzania jego możliwości pracy tak, jak to miało

PODSTAWOWE PARAMETRY MONOLITYCZNYCH SCALONYCH STABILIZATORÓW NAPIĘCIA STAŁEGO FIRMY FAIRCHILD

Tablica 5.6

Parametry \ Firma Typ		Fairchild						
		μA 7805	μA 7806	μA 7808	μA 7812	μA 7815	μA 7818	μA 7824
Zakres napięcia wejściowego (V)		+7 do +20	+8 do +21	+10,5 do +23	+14,5 do +27	+17,5 do +30	+21 do +33	+27 do +38
Napięcie wyjściowe (V)		+5	+6	+8	+12	+15	+18	+24
Napięcie różnicowe wejście-wyjście min. (V)		2	2	2	2	2	2	2
WSN[1])	I_{wy}	7	9	12	13	14	25	31
	100 mA	2[1])	3[1])	5[1])	6[1])	6[1])	10[1])	14[1])
(mV)	I_{wy}	35	43	50	55	57	90	118
	500 mA	8[2])	10[2])	22[2])	24[2])	27[2])	50[2])	70[2])
WOSN[1]) (mV)		11	13	26	46	68	110	150
		4[3])	5[3])	9[3])	17[3])	25[3])	55[3])	85[3])
Prąd spoczynkowy (mA)		4,3	4,3	4,3	4,4	4,4	4,5	4,6
WTT (dB)		70	65	62	61	60	59	56
Rezystancja wyjściowa (mΩ)		30	35	40	75	95	110	150
Ograniczony prąd zwarciowy (mA)		750	550	450	350	230	200	150
TWN (mV/°C)		−1,3	−1,0	−1,0	−2,0	−2,0	−1,0	−1,0
Zakres temp. pracy (°C)		0 do +125	0 do +125	0 do +125	0 do +125	0 do +125	0 do +125	0 do +125
Obudowa		TO-3	TO-3	TO-3	TO-3	TO-3	TO-3	TO-3
		TO-220	TO-220	TO-220	TO-220	TO-220	TO-220	TO-220

Warunki pomiaru współczynników stabilizacji:

WSN

μA 7805
[1]) [2]) 7 V ≤ U_{we} ≤ 25 V
7 V ≤ U_{we} ≤ 12 V

μA 7806
[1]) [2]) 8 V ≤ U_{we} ≤ 25 V
9 V ≤ U_{we} ≤ 13 V

μA 7808
[1]) [2]) 10,5 V ≤ U_{we} ≤ 25 V
11 V ≤ U_{we} ≤ 17 V

μA 7812
[1]) [2]) 14,5 V ≤ U_{we} ≤ 30V
16 V ≤ U_{we} ≤ 22 V

μA 7815
[1]) [2]) 17,5 V ≤ U_{we} ≤ 30 V
20 V ≤ U_{we} ≤ 26 V

μA 7818
[1]) [2]) 21 V ≤ U_{we} ≤ 33 V
24 V ≤ U_{we} ≤ 30 V

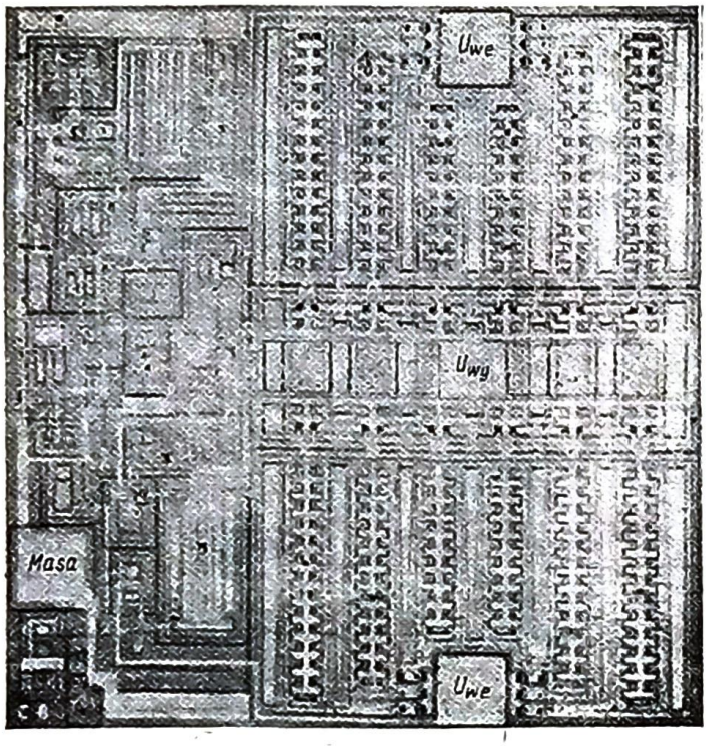
μA 7824
[1]) [2]) 27 V ≤ U_{we} ≤ 38 V
30 V ≤ U_{we} ≤ 36 V

WOSN

[3]) 5 mA ≤ I_{wy} ≤ 1,5 A
250 mA ≤ I_{wy} ≤ 750 mA

μA 7818 i μA 7824
5 mA ≤ I_{wy} ≤ 1,0 A

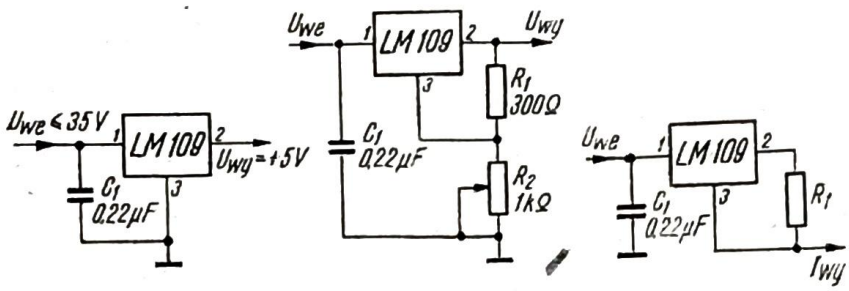
miejsce w stabilizatorach uniwersalnych. Na rys. 5.78 przedstawiono podstawowy układ pracy stabilizatora LM 109. Jak już wspomniano, jeśli filtr napięcia niestabilizowanego jest dość odległy od stabilizatora, to na jego wejściu należy



5.77. Widok płytki stabilizatora monolitycznego LM 109 firmy National Semiconductor (w powiększeniu)

włączyć kondensator C_1, który zabezpiecza przed oscylacjami. Na wyjściu stabilizatora kondensator zmniejszający tętnienia w zasadzie nie jest potrzebny. Stabilizator LM 109 może być także użyty jako stabilizator regulowany o wyższych od 5 V napięciach wyjściowych (rys. 5.79). Rysunek 5.80 ilustruje, jak można wykorzystać układ LM 109 jako stabilizator prądu. Rezystor R_1 ustala prąd wyjściowy, którego wartość minimalna ze względu na prąd spoczynkowy wynosi około 10 mA.

W tablicy 5.6 podano podstawowe parametry monolitycznych scalonych stabilizatorów napięcia +5 V serii LM 109.



5.78. Podstawowy układ pracy stabilizatora LM 109

5.79. Układ pracy stabilizatora LM 109 z regulowanym napięciem wyjściowym

5.80. Stabilizator prądu z układem LM 109

5.4.5.2 STABILIZATORY SERII μA 7800

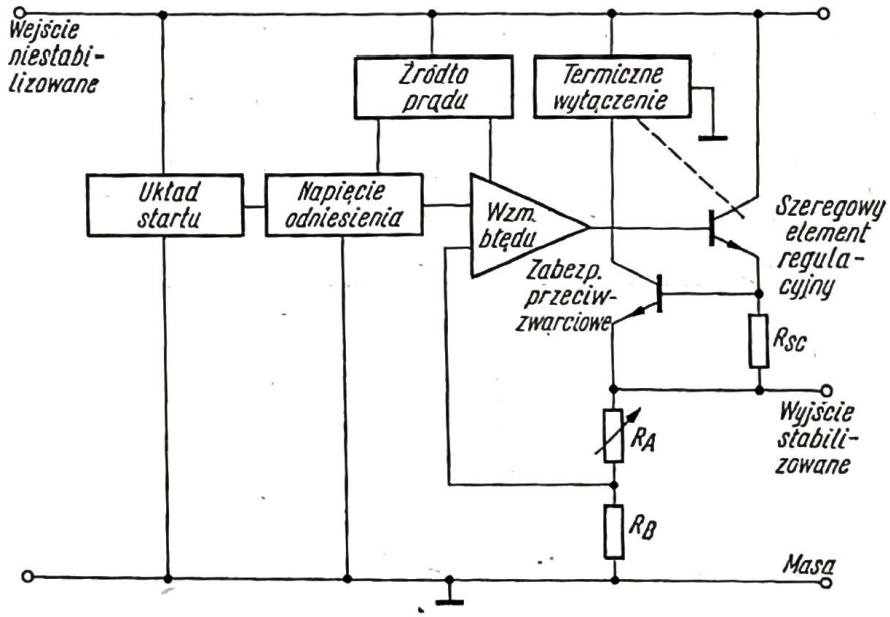
Seria μA 7800 firmy Fairchild składa się ze stabilizatorów dodatnich napięć o ustalonych wartościach 5 V, 6 V, 8 V, 12 V, 15 V, 18 V i 24 V. Są to układy scalone produkowane w dwóch rodzajach obudów z trzema wyprowadzeniami:

plastykowych TO-220 i metalowych TO-3. W obudowie TO-220 moc strat nie powinna przekraczać 2 W, w obudowie TO-3 zaś 3 W. Istnieje możliwość zwiększenia mocy strat do około 15 W, ale należy wtedy zastosować odpowiednie radiatory. Każdy ze stabilizatorów serii μA 7800 jest zbudowany na pojedynczej monolitycznej scalonej płytce krzemowej i ma własny wewnętrzny dzielnik rezystorowy zależny od wartości napięcia wyjściowego. Wprowadzenie nowych elementów, takich jak tranzystor mocy *n-p-n* o prądzie 3 A oraz kondensator 30 pF typu MOS bez dodatkowych komplikacji w procesie wytwarzania, pozwoliło na poprawienie własności stabilizatora.

Efektem dodatkowych zabiegów technologicznych było zwiększenie prądu obciążenia powyżej 1 A przy bardzo dobrych współczynnikach stabilizacji, dobra stabilność częstotliwościowa, wewnętrzne zabezpieczenie przeciążeniowe w postaci ograniczania prądu obciążenia i termicznego wyłączenia. Stabilizatory serii μA 7800 pracując w układzie podstawowym nie wymagają żadnych dodatkowych elementów zewnętrznych, chyba że zachodzi potrzeba regulacji napięcia wyjściowego lub zwiększenia prądu wyjściowego.

Układy monolityczne μA 7800 są przeznaczone do lokalnych zasilaczy stabilizowanych układów cyfrowych i analogowych oraz mogą być umieszczone bezpośrednio na płytkach drukowanych z zasilanymi układami.

Schemat blokowy scalonego stabilizatora serii μA 7800 przedstawiono na rys. 5.81. Układ zawiera typowe elementy scalonego stabilizatora.

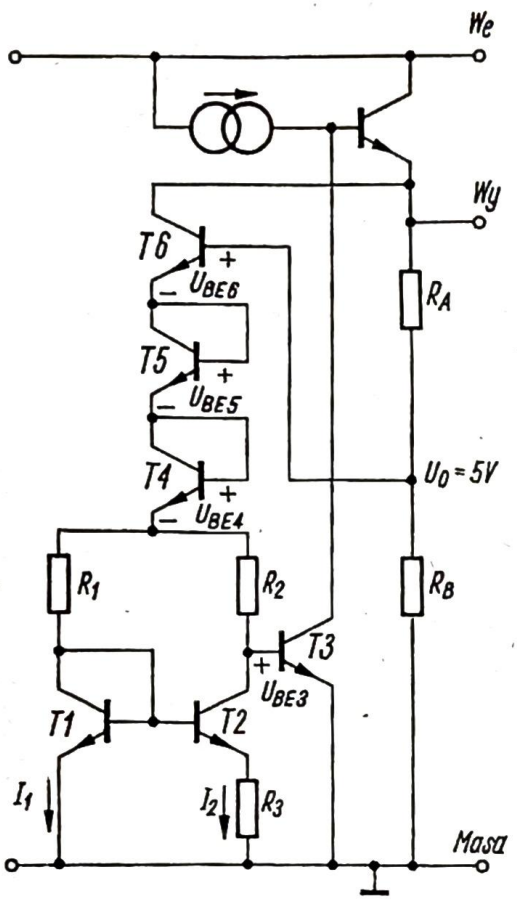


5.81. Schemat blokowy scalonego stabilizatora napięcia serii μA 7800

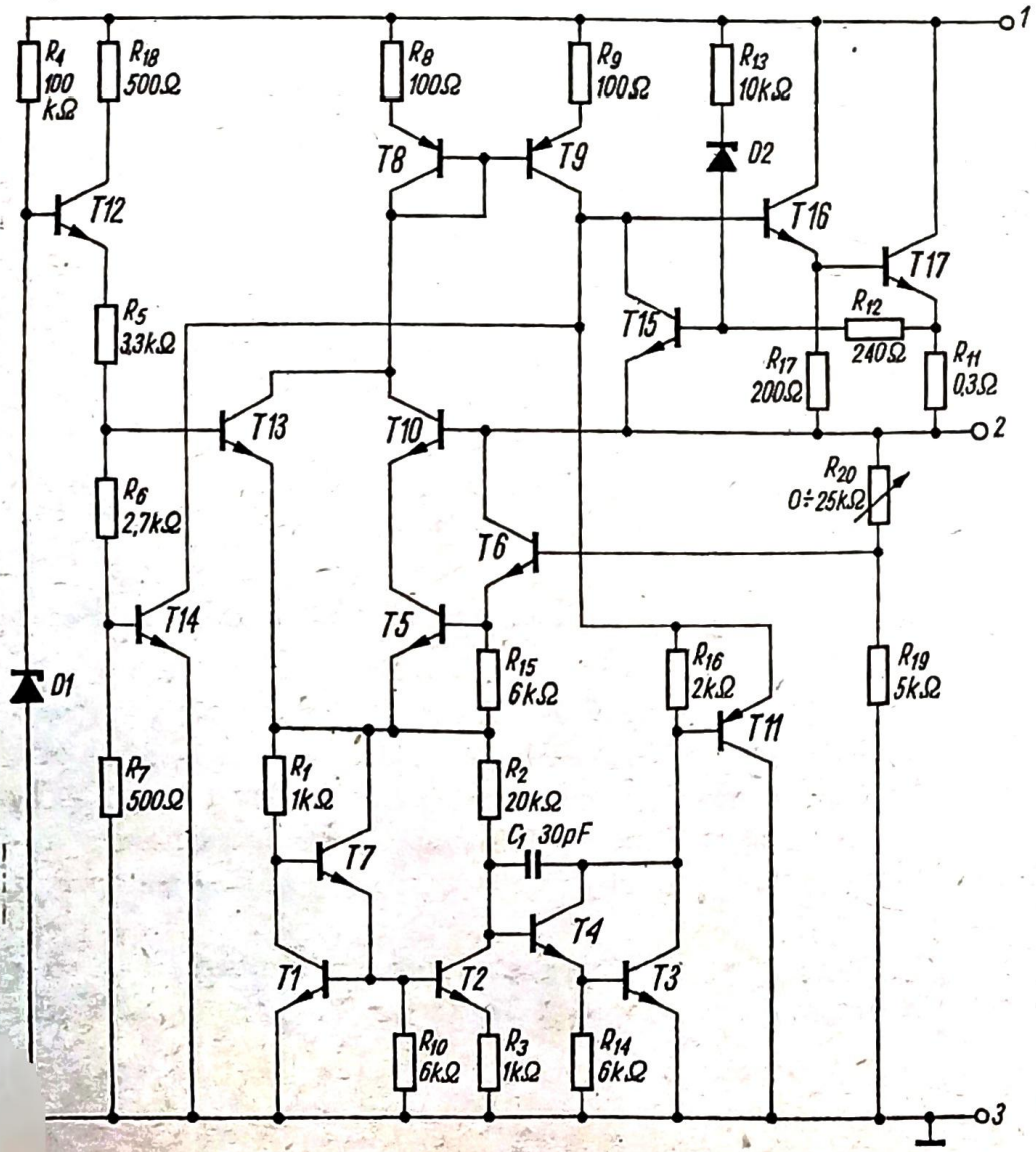
Stabilizatory serii μA 7800 zawierają źródło napięcia odniesienia z kompensacją napięć emiter-baza, czyli podobne jak w układzie stabilizatora LM 105.

Na rys. 5.82 przedstawiono uproszczony układ stabilizatora serii μA 7800, w którym pokazano aktualnie stosowane źródło napięcia odniesienia. Tranzystory *T1*, *T5* i *T6* dodano w tym celu, aby zwiększyć napięcie odniesienia do wartości 5 V.

Rezystory R_1, R_2, R_3 są tak dobrane, aby napięcie odniesienia było stałe w całym zakresie temperaturowym pracy. Tranzystor *T3* jest wzmacniaczem



5.82. Uproszczony układ stabilizatora monolitycznego serii μA 7800



5.83. Schemat ideowy scalonego stabilizatora napięcia serii μA 7800

Oznaczenia wyprowadzeń:
1 — napięcie niestabilizowane ($+U_{we}$),
2 — napięcie stabilizowane ($+U_{wy}$),
3 — masa ($-U_{we}$, $-U_{wy}$)

błędu z aktywnym obciążeniem kolektorowym, a jednocześnie jego napięcie baza-emiter wykorzystuje się w źródle napięcia odniesienia. Rezystory R_A i R_B zapewniają odpowiednie ujemne sprzężenie zwrotne, a ich stosunek ustala wartość napięcia wyjściowego:

$$U_{wy} = U_o \cdot \frac{R_A + R_B}{R_B} \tag{5.37}$$

Schemat ideowy scalonego stabilizatora serii μA 7800 przedstawia rys. 5.83. Tranzystory *T1*, *T2*, *T3*, *T4*, *T5* i *T6* oraz rezystory R_1, R_2 i R_3 tworzą 5 V skompensowane termicznie wewnętrzne źródło napięcia odniesienia. Napięcia baza-emiter tranzystorów *T3*, *T4*, *T5* i *T6* tworzą składową napięcia wyjściowego o ujemnym współczynniku temperaturowym. Spadek napięcia na rezystorze R_2 jest składową o dodatnim współczynniku temperaturowym, otrzymywaną z różnicy napięć baza-emiter tranzystorów *T1* i *T2*, pracujących przy stosunku prądów I_1/I_2 około 20:1. Napięcie wyjściowe stabilizatora jest określone stosunkiem rezystancji dzielnika R_{20}, R_{19} i wynosi

$$U_{wy} = U_o \cdot \frac{R_{20} + R_{19}}{R_{19}}$$

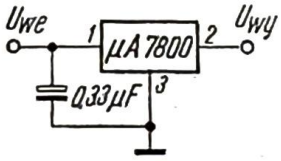
Prąd z wejścia do wyjścia płynie przez szeregowy tranzystor *T17*, którym steruje tranzystor *T16*. Tranzystor *T3* jest stopniem wzmacniającym o efektywnym wzmocnieniu zwiększonym przez wspomagający tranzystor *T11* typu *p-n-p*. Aktywne obciążenie kolektorowe tego stopnia jest utworzone z pary tranzystorów *T8* i *T9*. W momencie włączenia stabilizatora prąd płynący ze źródła prądowego *T8*, *T9* do rezystora R_1 płynie przez tranzystor *T13*. Płynie również przez część układu uruchamiającego stabilizator, zawierający diodę Zenera *D1*, tranzystor *T12* oraz rezystory R_5, R_6 i R_7. Podczas stabilizacji tranzystor *T13* jest wyłączony, a prąd do R_1 płynie przez tranzystory *T5* i *T10*. Układ uruchamiający zapewnia pewny, ponowny start stabilizatora, gdy zostanie wyłączone napięcie wejściowe (zniknie prąd płynący przez R_1).

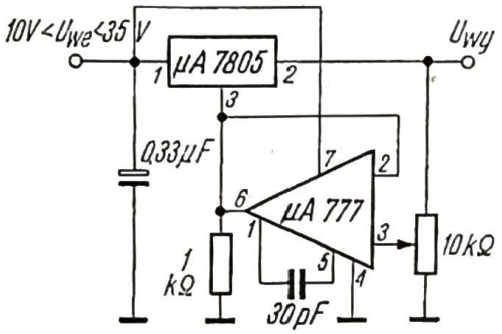
Ograniczenie termiczne jest realizowane przez tranzystor *T14*. Baza tranzystora *T14* jest spolaryzowana napięciem około 0,4 V z dzielnika oporowego R_5, R_6 i R_7. Jeśli temperatura złącza wzrośnie, to poziom włączenia tranzystora *T14* odpowiednio zmaleje. W temperaturze około 175°C tranzystor *T14* zaczyna przewodzić i prąd bazy tranzystora *T16* zostaje zmniejszony. W rezultacie tego, wyłączenie tranzystora szeregowego chroni przed dalszym wzrostem temperatury płytki. Tranzystor *T15* i rezystor R_{11} stanowią układ natychmiastowego ograniczenia prądu wyjściowego przy przeciążeniach.

W układzie stabilizatora zastosowano kompensujący układ ograniczający chwilową moc wydzielaną w tranzystorze wyjściowym do 35 W. Jeśli napięcie na tranzystorze szeregowym przekroczy 8 V, to prąd płynący przez rezystor R_{13} i diodę Zenera *D2* redukuje ograniczenie prądowe. A więc im większe napięcie na tranzystorze szeregowym, tym mniejsze ograniczenie prądu wyjściowego. Kondensator $C_1 = 30$ pF typu MOS zapewnia stabilną pracę układu pod względem częstotliwościowym.

Podstawowe parametry monolitycznych scalonych stabilizatorów napięcia stałego serii μA 7800 firmy Fairchild zebrano w tablicy 5.6.

Na rys. 5.84 przedstawiono podstawowy układ pracy obowiązujący dla każdego ze stabilizatorów serii μA 7800. Ponieważ stabilizator może być umieszczony w pewnej odległości od filtru zasilacza, zaleca się stosowanie na wejściu

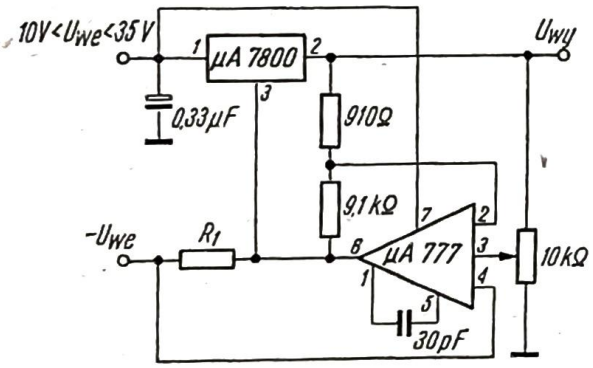


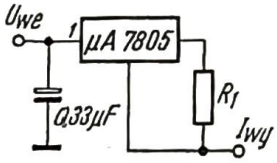


5.84. Podstawowy układ pracy stabilizatorów serii μA 7800

5.85. Stabilizator napięcia regulowanego od 7 V do 30 V

kondensatora C_1 o wartości 0,33 μF. Stabilizator napięcia regulowanego w zakresie +7 V do +30 V przedstawiono na rys. 5.85. Wzmacniacz operacyjny μA 777 pełni funkcję elementu aktywnego w pętli sterującej stabilizatorem szeregowym μA 7805. W układzie tym wzmacniacz operacyjny ustala piedestał napięciowy, który dodany do napięcia odniesienia U_o = 5 V daje aktualną wartość napięcia wyjściowego.

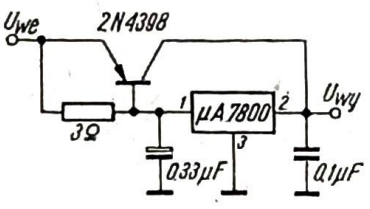


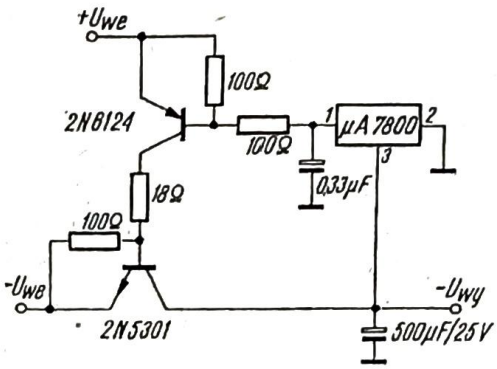


5.86. Stabilizator napięcia regulowanego od 0,5 V do 7 V

5.87. Stabilizator prądu z układem μA 7805

Na rysunku 5.86 przedstawiono stabilizator napięcia regulowanego od 0,5 V do 7 V. Zasada pracy jest taka sama jak układu poprzedniego, ale napięcie odniesienia jest zredukowane do 0,5 V, natomiast niestabilizowane ujemne zasilanie jest doprowadzane w tym celu, aby istniała możliwość regulacji napięć wyjściowych od małych wartości.





5.88. Stabilizator napięcia o zwiększonym prądzie wyjściowym z układem serii μA 7800

5.89. Stabilizator napięcia ujemnego z układem serii μA 7800

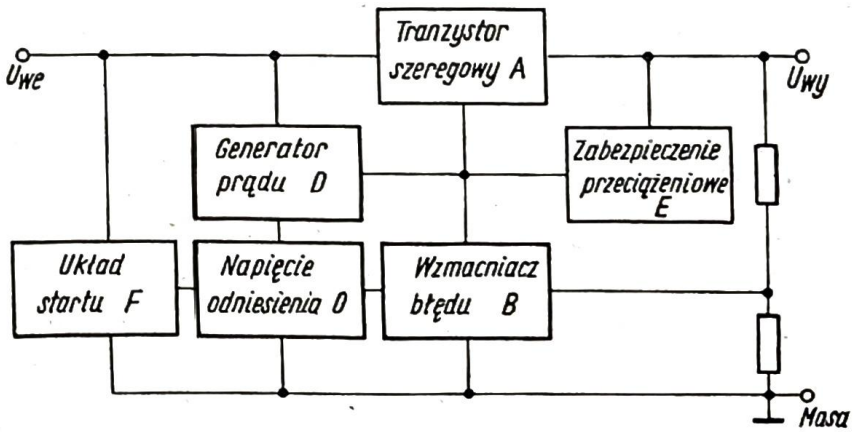
Stabilizator prądu utworzony ze stabilizatora scalonego μA 7805 przedstawia rys. 5.87. Wartość prądu wyjściowego ustala się przez odpowiedni dobór wartości rezystora R_1. Jeśli zachodzi konieczność dostarczenia większego prądu wyjściowego, to do układu podstawowego dowolnego stabilizatora serii μA 7800 można dołączyć odpowiednio dobrany (zależy od wartości prądu) tranzystor mocy *p-n-p* (rys. 5.88).

Stabilizator napięcia ujemnego, w którym można zastosować dowolny układ serii μA 7800 przedstawia rys. 5.89.

5.4.5.3 STABILIZATORY NAPIĘCIA SERII L I TBA

Monolityczne stabilizatory scalone o ustalonym napięciu wyjściowym produkowane przez firmę włoską SGS dzielą się na serię L o prądzie wyjściowym 500 mA i serię TBA o prądzie wyjściowym 100 mA. Podobnie jak układy serii LM 109 i μA 7800 są układami scalonymi wyposażonymi tylko w 3 końcówki, przy czym seria L produkowana jest w obudowie TO-3 z masą na obudowie, seria TBA zaś — w obudowie TO-39 z trzema wyprowadzeniami.

Stabilizatory L 005, L 036 i L 037 mają ustalone napięcia wyjściowe +5 V ($I_{wy} \geqslant 0{,}6$ A), +12 V ($I_{wy} \geqslant 0{,}5$ A) i +15 V ($I_{wy} \geqslant 0{,}45$ A), natomiast stabilizatory TBA 625 A, TBA 625 B, TBA 625 C i TBA 435 dostarczają napięcia +5 V, +12 V, +15 V i +8,5 V przy prądzie $I_{wy} = 100$ mA. Przeznaczone są przede wszystkim do stabilizacji lokalnej napięć zasilających układy cyfrowe lub analogowe i mogą być bezpośrednio montowane na płytkach drukowanych. Odznaczają się bardzo dobrą stabilnością temperaturową, wewnętrznym zabezpieczeniem przed przeciążeniem i zwarciem na wyjściu, małą rezystancją wyjściową i małym czasem odpowiedzi na zakłócenia. Do poprawnej pracy nie wymagają żadnych elementów zewnętrznych, nie licząc normalnie stosowanych kondensatorów filtrujących.



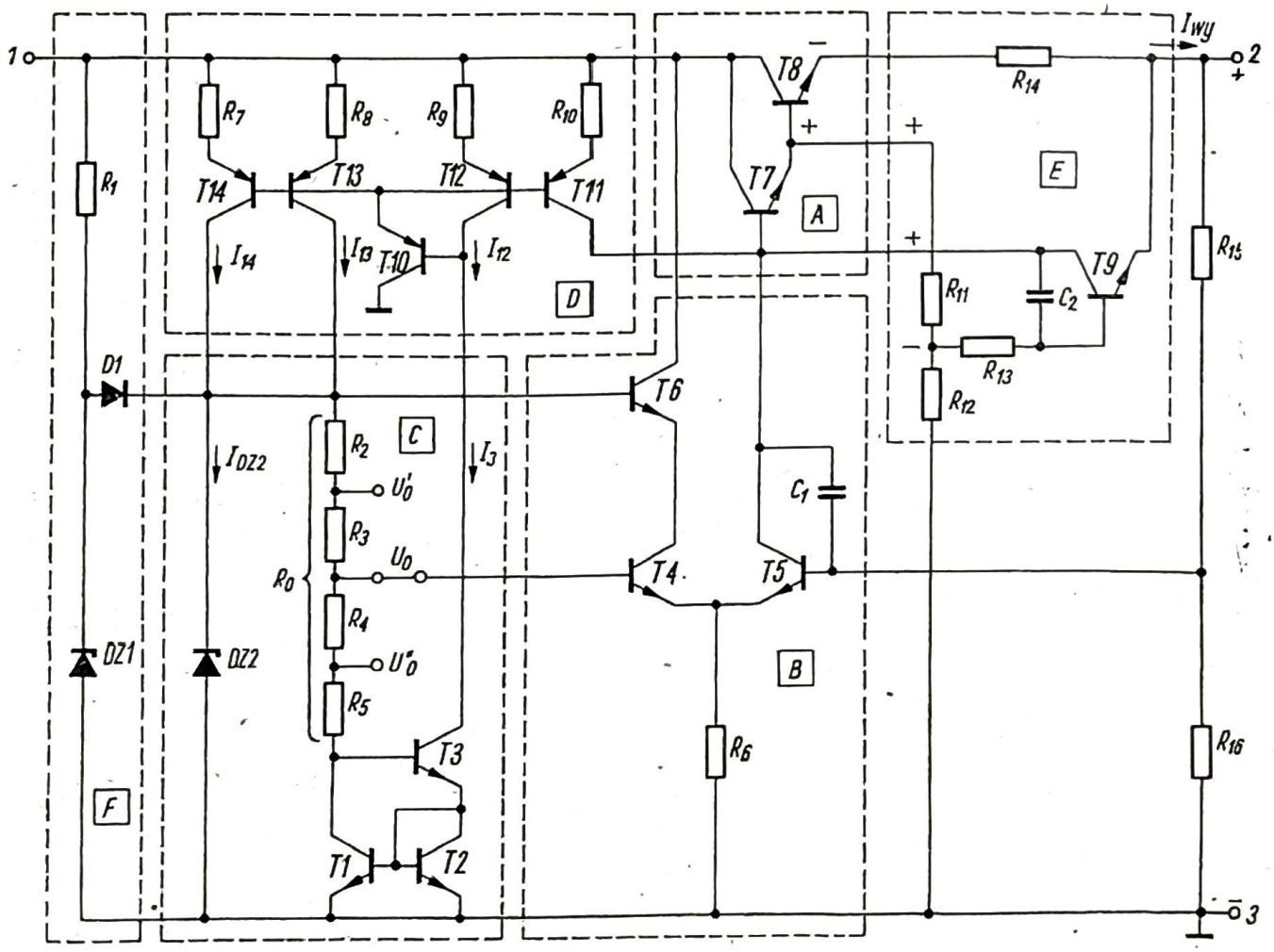
5.90. Schemat blokowy stabilizatora napięcia serii L (TBA)

Wszystkie stabilizatory napięcia serii L i TBA mają ten sam schemat ideowy z drobnymi zmianami, polegającymi na zmianie wewnętrznego dzielnika rezystorowego, ustalającego napięcie wyjściowe.

Schemat blokowy stabilizatora o ustalonym napięciu wyjściowym firmy SGS przedstawia rys. 5.90. Podobnie jak poprzednio, występują tutaj takie ukła-

dy, jak: szeregowy element regulacyjny, wzmacniacz błędu, stabilne termicznie generatory prądu zasilające element regulacyjny i źródło napięcia odniesienia, układy zabezpieczające przed przeciążeniem i zwarciem oraz układ uruchamiający (startujący).

Schemat ideowy stabilizatora jest przedstawiony na rys. 5.91. Element regulacyjny zawiera wieloemiterowy tranzystor mocy *T8*, połączony w układzie Darlingtona z tranzystorem *T7*. Wzmacniacz różnicowy błędu (tranzystory *T4*



Oznaczenia wyprowadzeń:
1 — napięcie niestabilizowane ($+U_{we}$),
2 — napięcie stabilizowane ($+U_{wy}$),
3 — masa ($-U_{we}$, $-U_{wy}$)

5.91. Schemat ideowy stabilizatora napięcia serii L (TBA)

i *T5*) porównuje część napięcia wyjściowego z temperaturowo skompensowanym napięciem odniesienia. Generator prądu zbudowany na tranzystorze *T11* jest obciążeniem kolektorowym tranzystora *T5*, dzięki czemu wzmacniacz błędu ma duże wzmocnienie napięciowe przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego oraz krótki czas reakcji na zmianę napięcia wejściowego. Tranzystor *T6*, pracujący w układzie wspólnej bazy, stabilizuje napięcie baza-kolektor tranzystora *T4* od zmian napięcia wejściowego.

Kondensator C_1 w postaci tranzystora ze złączem baza-kolektor o dużej powierzchni zapewnia dobrą stabilność częstotliwościową układu. Skompensowane termicznie i niezależne od napięcia wejściowego, napięcie odniesienia o wartości $U_o = 4{,}31$ V, otrzymuje się z układu złożonego z diody Zenera *DZ2*

PODSTAWOWE PARAMETRY MONOLITYCZNYCH SCALONYCH STABILIZATORÓW NAPIĘCIA STAŁEGO FIRM NATIONAL SEMICONDUCTORS I SGS

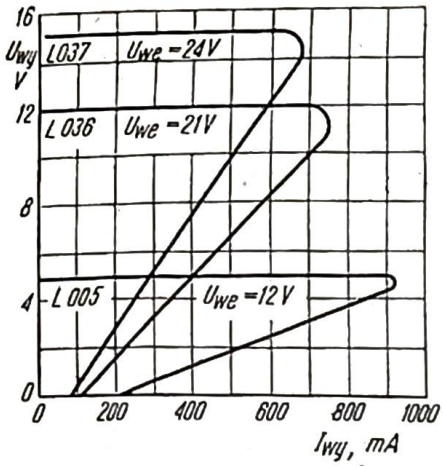
Tablica 5.7

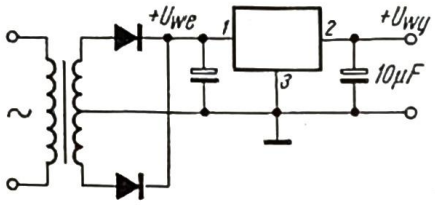
Parametry \ Firma / Typ	National Semiconductor			SGS						
	LM 109	LM 209	LM 309	L 005	L 036	L 037	TBA 625A	TBA 435	TBA 625B	TBA 625C
Zakres napięcia wejściowego (V)	+7 do +35	+7 do +35	+7 do	+20 +35	+27	+27	+20	+20	+27	+27
Napięcie wyjściowe (V)	+5	+5	+5	+5	+12	+15	+5	+8,5	+12	+15
Napięcie różnicowe wejście-wyjście min. (V)	2	2	2	—	—	—	—	—	—	—
WSN[1]) (%)	0,005	0,005	0,005	0,1% U_{wy}	0,1% U_{wy}	0,16% U_{wy}	0,2% U_{wy}	0,15% U_{wy}	0,2% U_{wy}	0,25% U_{wy}
WOSN[2]) (%)	0,6	0,6	0,6	0,3% U_{wy}	0,3% U_{wy}	0,3% U_{wy}	0,3% U_{wy}	0,3% U_{wy}	0,3% U_{wy}	0,3% U_{wy}
Temperaturowy zakres pracy (°C)	−55 do +125	−25 do +85	0 do +70	0 do +70	0 do +70	0 do +70	0 do +70	0 do +70	0 do +70	0 do +70
Stabilność temp. (%)	0,4	0,4	0,4	—	—	—	—	—	—	—
Prąd spoczynkowy (mA)	6	6	6	9	10	10	9	9	10	10
Prąd wyjściowy (mA)	> 1000	> 1000	> 1000	> 600	> 500	> 450	⩾ 100	⩾ 100	⩾ 100	⩾ 100
TWN (%/°C)	—	—	—	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003	0,003
WTT (dB)	0,005%	0,005%	0,005%	62	60	56	60	57	54	51
Rezystancja wyjściowa (mΩ)	50	50	50	15	20	27	100	100	100	100
Moc tracona (W)	0,85 3,5	0,85 3,5	0,85 3,5	3,25	3,25	3,25	0,75	0,75	0,75	0,75
Obudowa	TO-5 TO-3	TO-5 TO-3	TO-5 TO-3	TO-3	TO-3	TO-3	TO-39	TO-39	TO-39	TO-39

[1]) U_{wy} = 5 V, ΔU_{we} = 1 V

[2]) U_{wy} = 10 V, I_{wy} = 500 mA

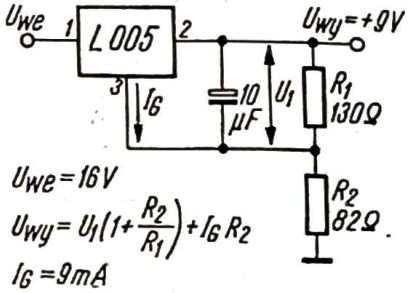
Uwaga: obudowa TO-5 jest 3-końcówkowa

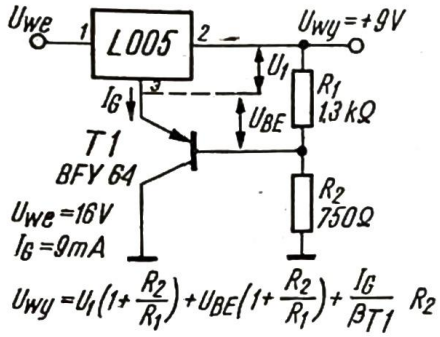




5.92. Charakterystyki stabilizacji układów L 005, L 036, L 037 w warunkach przeciążenia

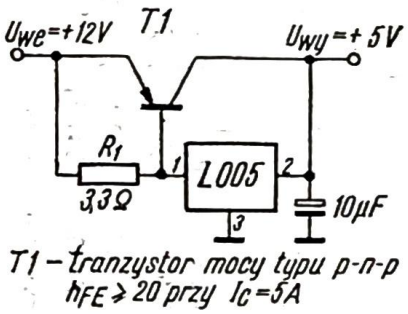
5.93. Podstawowy układ pracy stabilizatorów serii L i TBA

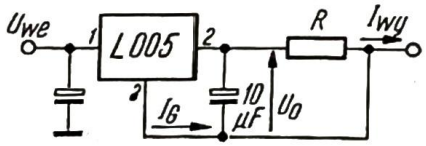




5.94. Układ pracy stabilizatora L 005 ze zwiększonym napięciem wyjściowym

5.95. Stabilizator L 005 o napięciu wyjściowym 9 V i zmniejszonym prądem dzielnika R_1, R_2

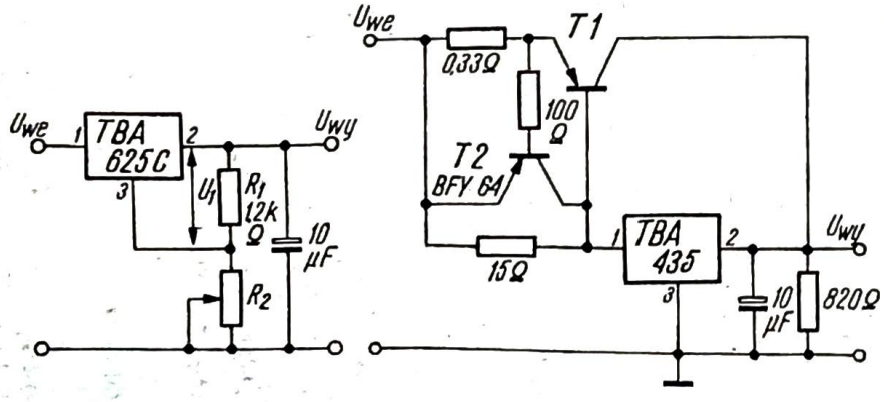




5.96. Układ stabilizatora napięcia 5 V ze zwiększonym do 5 A prądem wyjściowym

5.97. Stabilizator L 005 w układzie generatora prądu

U_{we} = 20 V
I_G = 9 mA
$I_{wy} = \frac{U_o}{R} + I_G$



5.98. Stabilizator TBA 625 C o regulowanym napięciu wyjściowym

U_{we} = 26 V $R_{wy} \approx 100$ mΩ
U_{wy} = 15÷17 V R_2 = 0÷150 Ω
I_{wy} > 80 mA

$$U_{wy} = U_1\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)+I_G R_2$$

5.99. Stabilizator TBA 435 o napięciu +8,5 V ze zwiększonym prądem wyjściowym do 2 A

U_{we} = 15 V I_{wy} = 2 A
U_{wy} = 8,5 V $R_{wy} \approx 20$ mΩ
T1 tranzystor *p-n-p*
$h_{FE} \geq 30$ przy I_C = 2 A

(6,4 V), dzielnika R_o i tranzystorów *T1, T2, T3*. Kompensacja temperaturowa napięcia U_o przebiega podobnie jak w stabilizatorach omówionych poprzednio, przy czym odpowiednie współczynniki temperaturowe są równe: napięcia Zenera — typowo +2,65 mV/°C, napięcia baza-emiter −1,85 mV/°C i rezystancji R_o +1,3%/°C.

Tranzystory *T11, T12, T13, T14* tworzą grupę generatorów prądu, które zasilają układ źródła napięcia odniesienia i stopień wyjściowy. Układ zabezpieczający przed przeciążeniem i zwarciem działa na zasadzie redukcji prądu obciążenia i składa się z tranzystora *T9* oraz rezystora R_{14} i dzielnika R_{11}, R_{12}. Rezystor R_{11} jest przyłączony do bazy *T8* zamiast do wyjścia jak w typowych konfiguracjach, co poprawia skuteczność zabezpieczenia nawet przy małych spadkach napięcia na rezystancji R_{14}.

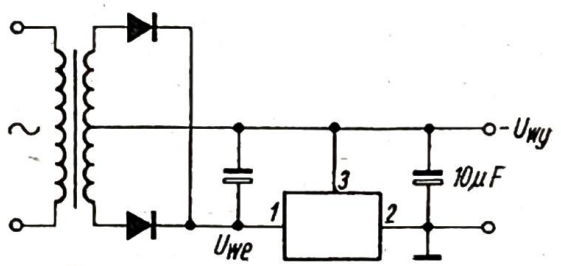
Typowe charakterystyki stabilizacji układów L 005, L 036 i L 037 w warunkach przeciążenia przedstawiono na rys. 5.92. W celu umożliwienia pewnego startu stabilizatora zastosowano elementy R_1, Z_1 i *D1*. Dioda Zenera *DZ1* i dioda *D1* służą do odseparowania źródła napięcia odniesienia od wpływu zmian napięcia wejściowego. W chwili doprowadzenia napięcia wejściowego, przez rezystor R_1 i diodę *D1* płynie prąd zasilający diodę *DZ2*. W normalnych warunkach pracy dioda *D1* jest zwrotnie spolaryzowana, ponieważ napięcia Zenera zostały tak dobrane, że $U_{DZ1} < U_{DZ2}$.

Podstawowe parametry monolitycznych scalonych stabilizatorów o napięciach ustalonych serii L i TBA firmy SGS podano w tablicy 5.7.

Podstawowy układ pracy dowolnego ze stabilizatorów serii L lub TBA przedstawiono na rys. 5.93. Na rys. 5.94 pokazano sposób zwiększenia napięcia wyjściowego przy zastosowaniu np. układu L 005. Chcąc zmniejszyć prąd pobierany przez dzielnik R_1, R_2 można zastosować układ przedstawiony na rys. 5.95 z tranzystorem *p-n-p*.

Z kolei na rys. 5.96 podano układ stabilizatora L 005 ze zwiększonym prądem wyjściowym do 5 A. Rys. 5.97 przedstawia stabilizator L 005 w układzie generatora prądu.

Stabilizator TBA 625 C o regulowanym napięciu wyjściowym od +15 V do +17 V przedstawia rys. 5.98. Na rys. 5.99 przedstawiono stabilizator TBA 435 o napięciu wyjściowym +8,5 V ze zwiększonym prądem wyjściowym do 2 A.



5.100. Stabilizator serii L (TBA) w układzie stabilizacji napięcia ujemnego

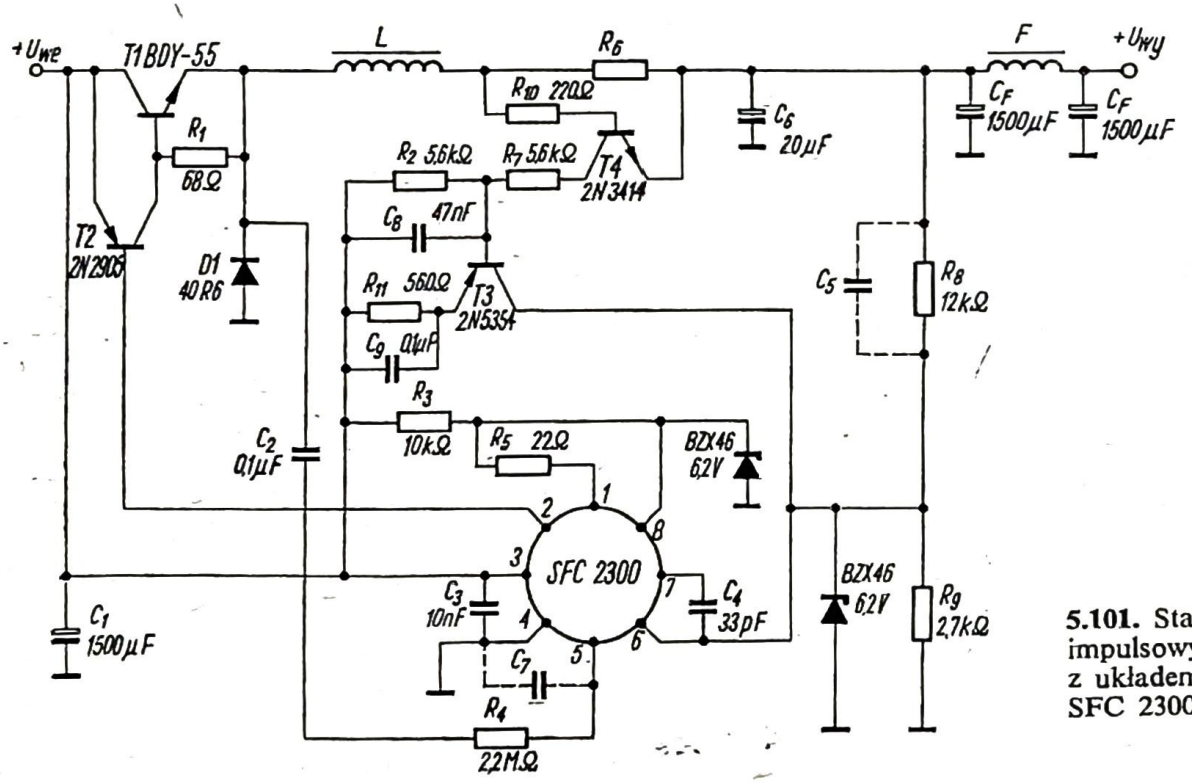
W celu zabezpieczenia tranzystora mocy *T1* przed przeciążeniem wprowadzono dodatkowy rezystor 0,33 Ω i tranzystor *T2*, który ogranicza nadmierne wysterowanie tranzystora *T1*.

Na rys. 5.100 pokazano podstawowy układ pracy któregokolwiek z układów serii L lub TBA do stabilizacji napięcia ujemnego.

5.4.6
STABILIZATORY IMPULSOWE Z UKŁADAMI SCALONYMI

W p. 5.4.4 i p. 5.4.5 zostały celowo pominięte zastosowania monolitycznych stabilizatorów scalonych w układach stabilizatorów impulsowych, ponieważ zostaną one podane w niniejszym rozdziale. Większość stabilizatorów impulsowych to układy samooscylujące, nie wymagające zewnętrznych impulsów sterujących. Z tego powodu podane zostaną głównie stabilizatory impulsowe samooscylujące i tylko jeden przykład stabilizatora impulsowego sterowanego zewnętrznie.

Na rys. 5.101 przedstawiono układ stabilizatora impulsowego o napięciu wyjściowym 10 V i prądzie wyjściowym do 5 A. Tranzystor *T1* typu *n-p-n* przełącza napięcie wejściowe i jest sterowany przez tranzystor *T2* typu *p-n-p*. Baza



5.101. Stabilizator impulsowy 10 V, 5 A z układem scalonym SFC 2300

tranzystora *T2* jest połączona bezpośrednio z końcówką *2* stabilizatora scalonego SFC 2300, skąd podawane są impulsy napięcia, których częstotliwość powtarzania jak również współczynnik wypełnienia zależą od napięcia U_{wy}, prądu I_{wy} oraz napięcia U_{we}. Część średniej wartości napięcia wyjściowego jest podawana przez dzielnik R_8, R_9 na wejście komparatora napięcia (końcówka *6*) układu scalonego SFC 2300. Przez rezystor sprzęgający R_4 zostaje doprowadzone napięcie sprzężenia zwrotnego z emitera *T1*, które nakłada się na napięcie odniesienia. Dzięki temu sprzężeniu powstają warunki samooscylacji w układzie stabilizatora. Kondensator C_4, umieszczony szeregowo z rezystorem R_4, oddziela napięcie niestabilizowane od napięcia odniesienia. Pojemność odsprzęgająca C_3 została umieszczona bezpośrednio na końcówkach układu SFC 2300. Stabilizator jest wyposażony w układ zabezpieczenia przeciążeniowego, zbudowany z elemen-

tów R_6, $T3$ i $T4$. Działa on na zasadzie ograniczania prądu wyjściowego. Parametry stabilizatora przedstawionego na rys. 5.101 są następujące:

— napięcie wyjściowe $U_{wy} = 10$ V,
— prąd wyjściowy $I_{wy} = 5$ A,
— częstotliwość pracy $f = 25$ kHz,
— napięcie wejściowe $U_{we} = 20$ V,
— maksymalny prąd kolektora $T1$ — 8 A,
— napięcie wyjściowe tętnień $\Delta U_{wy} = 20$ mV,
— czas przewodzenia tranzystora $T1$:

$$t_1 = \frac{U_{wy}}{U_{we} \cdot f} = \frac{10}{20 \cdot 25 \cdot 10^3} = 20\ \mu s,$$

— indukcyjność dławika L:

$$L = \frac{t_1(U_{we} - U_{wy})}{2(I_{max} - I_{wy})} = \frac{20 \cdot 10^{-6}(20-10)}{2(8-5)} \approx 34\ \mu H$$

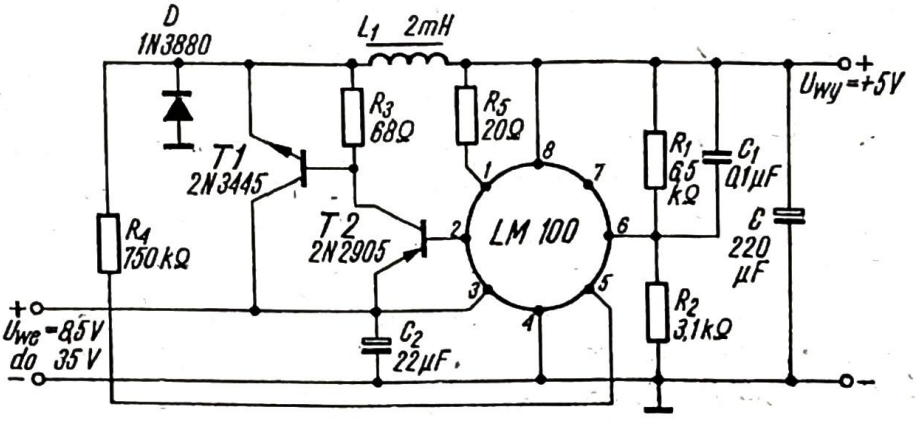
— pojemność kondensatora C_6:

$$C_6 = \left(\frac{U_{we} - U_{wy}}{2L \cdot \Delta U_{wy}}\right)\left(\frac{U_{wy}}{U_{we} \cdot f}\right)^2 = \left(\frac{20-10}{2 \cdot 34 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^{-3}}\right)\left(\frac{10}{20 \cdot 25 \cdot 10^3}\right)^2 \approx$$

$$\approx 3000\ \mu F$$

Tranzystor $T1$ ma obudowę TO-3 i zmontowany jest na płaskim radiatorze. Rezystancja wewnętrzna wynosi około 8 mΩ, sprawność — około 84%. Czas przewodzenia tranzystora $T1$ zależy od wartości napięcia wejściowego. Przy zmianach napięcia U_{we} od 15 V do 25 V czas t_1 zmienia od 18 μs do 46 μs. Dławik L_F oraz kondensatory elektrolityczne C_F stanowią filtr wyjściowy ($L_F = 5$ μH, $C_F = 1500$ μF).

Wykorzystując układ scalony LM 100 można również zbudować impulsowy stabilizator napięcia. Na rys. 5.102 przedstawiono impulsowy stabilizator

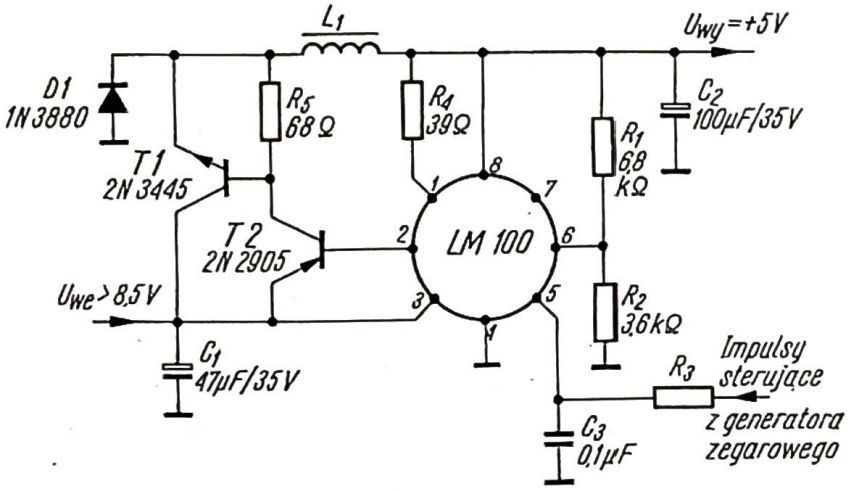


5.102. Układ impulsowego stabilizatora napięcia 5 V, 3 A z układem scalonym LM 100

napięcia 5 V o prądzie wyjściowym 3 A. Układ impulsowy samooscylujący tworzy się przez wprowadzenie dodatniego sprzężenia zwrotnego za pomocą rezystora R_4, który łączy dławik ładujący L_1 z wewnętrznym źródłem napięcia odniesienia (końcówka 5). Układ ma następujące parametry: współczynniki

WOSN i WSN < 1%, wyjściowe napięcie tętnień mniejsze od 40 mV, sprawność około 80% i częstotliwość przełączania w granicach od 20 kHz do 30 kHz. Tranzystor *T1* powinien być zaopatrzony w radiator. Z układu tego można pobierać prąd do 5 A, ale sprawność stabilizatora maleje wtedy do około 70%.

Jeśli w jednym urządzeniu pracuje kilka stabilizatorów impulsowych, to synchronizuje się najczęściej ich pracę ze względu na zapewnienie równomiernego poboru prądu z linii zasilającej. Praca synchroniczna jest też pożądana wówczas, gdy stabilizator impulsowy pracuje w połączeniu z konwerterem mocy. Układ sterowanego stabilizatora jest pokazany na rys. 5.103. W układzie tym nie za-

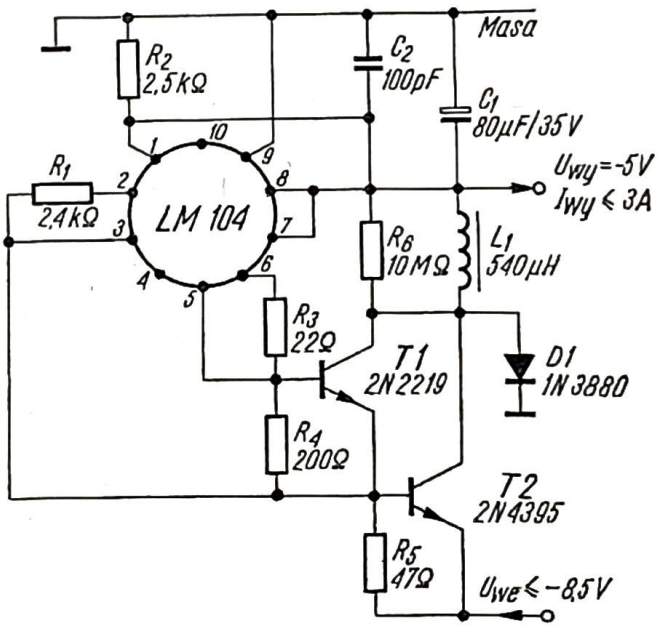


5.103. Stabilizator impulsowy sterowany zewnętrznie (synchronicznie)

stosowano dodatniego sprzężenia zwrotnego, lecz zamiast niego zewnętrzne prostokątne impulsy sterujące są całkowane i jako trójkątne o amplitudzie około 40 mV (międzyszczytowej) są podawane do końcówki *5* układu scalonego LM 100, czyli na wyprowadzenie napięcia odniesienia. Współczynnik wypełnienia impulsów przełączających tranzystor *T1* jest zależny od napięcia podawanego na wejście wzmacniacza różnicowego (końcówka *6*) układu LM 100. Jeśli na przykład napięcie wejściowe wzrośnie, to współczynnik wypełnienia zmaleje. Aby nie wytworzyły się w układzie takie warunki, że stabilizator zacznie oscylować z własną częstotliwością, reaktancja kondensatora całkującego C_3 nie powinna być mniejsza niż 100 Ω dla częstotliwości sterującej. Przypadek samooscylacji układu może mieć miejsce wówczas, gdy napięcie tętnień występujące na końcówce *6* będzie mniejsze od 1/4 międzyszczytowej amplitudy impulsów trójkątnych podawanych na końcówkę *5*. Rezystancja widziana z końcówki *5* wynosi około 1 kΩ. Wartość R_3 dobiera się tak, aby amplituda impulsów trójkątnych na końcówce *5* była bliska wartości 40 mV.

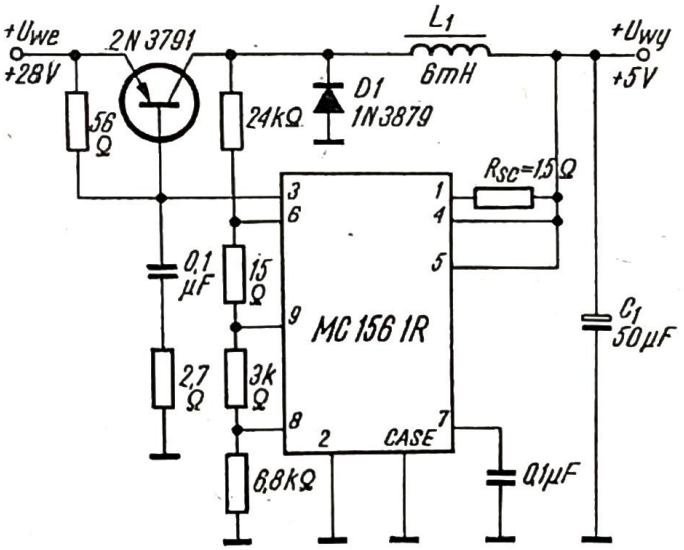
Stabilizator impulsowy sterowany zewnętrznie ma także inne zalety. Pierwsza — to możliwość projektowania filtru *LC* niezależnie od częstotliwości przełączania. Druga zaleta to stabilność częstotliwości. W stabilizatorach samooscylujących częstotliwość zależy od wielu czynników i w rezultacie tego nie jest ściśle określona przy typowych tolerancjach wartości elementów układu. Wadą stabilizatorów sterowanych zewnętrznie jest konieczność zastosowania zewnętrznego generatora impulsów sterujących.

Stabilizator impulsowy −5 V, 3 A z układem monolitycznym LM 104 przedstawiono na rys. 5.104. Jest to samooscylujący stabilizator impulsowy działający podobnie jak stabilizatory omówione poprzednio. Podstawowymi elementami układu są: układ scalony LM 104, tranzystor przełączający *T1*, dioda podtrzymująca *D1*, filtr *LC*. Tranzystor *T2* dodano w celu zwiększenia prądu wyjściowego do wartości 3 A.



5.104. Stabilizator impulsowy napięcia — 5 V, 3 A z układem scalonym LM 104

Rysunek 5.105 przedstawia samooscylujący stabilizator impulsowy z układem scalonym MC 1561 R. Napięcie wyjściowe wynosi 5 V przy prądzie obciążenia do 5 A. Dla zmian prądu obciążenia od 50 mA do 5 A zmierzona zmiana

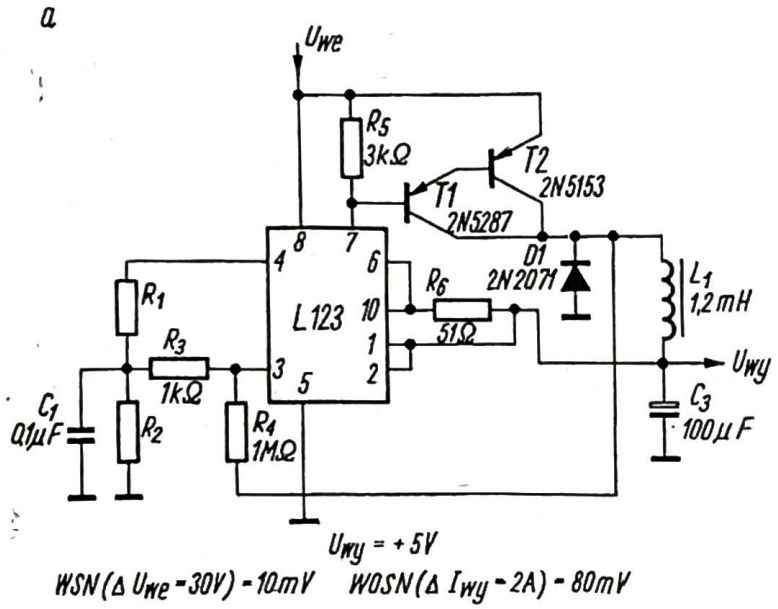


5.105. Stabilizator impulsowy z układem scalonym MC 1561 R

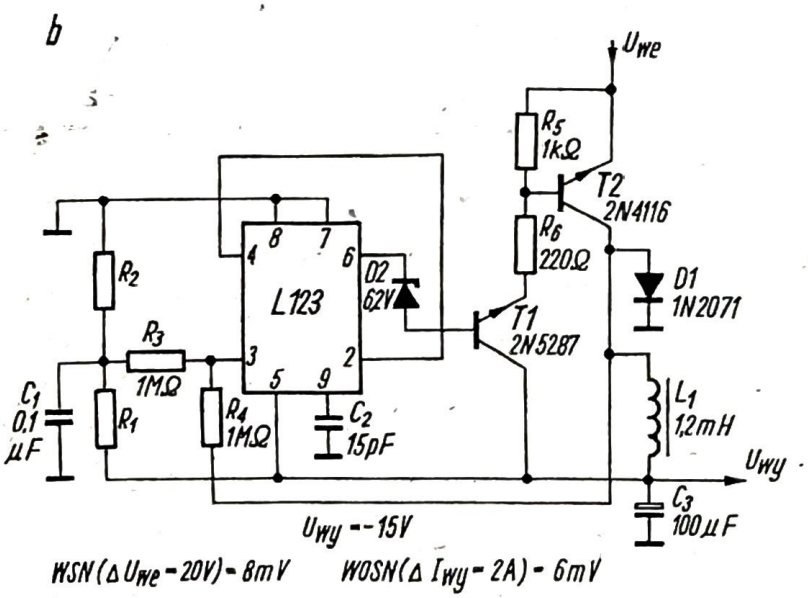
napięcia wyjściowego jest równa $\Delta U_{wy} = 50$ mV. Przy zmianach napięcia wejściowego od 10 V do 30 V, zmiana napięcia wyjściowego wynosi $\Delta U_{wy} = 22$ mV. Napięcie tętnień na wyjściu jest mniejsze niż 60 mV od szczytu do szczytu.

Samooscylujące stabilizatory impulsowe z układami scalonymi L 123 napięcia dodatniego 5 V oraz napięcia ujemnego −15 V przedstawiono na rys.

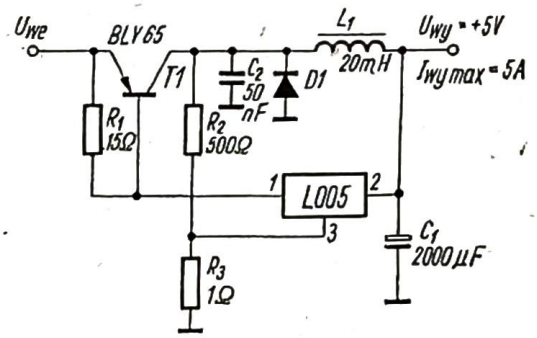
5.106a i b. W obu układach stabilizator scalony L 123 steruje kluczem tranzystorowym, składającym się z tranzystorów *T1* i *T2*. Dławik L_1, kondensator C_2 i dioda *D1* pełnią tę samą funkcję co w poprzednich układach. Rezystor R_4 zamyka pętlę dodatniego sprzężenia zwrotnego, stwarzając warunki impulsowej pracy układu stabilizatora.



5.106. Stabilizatory impulsowe z układami scalonymi L 123
a — napięcia dodatniego +5 V,
b — napięcia ujemnego −15 V



5.107. Stabilizator impulsowy z układem L 005



Na rys. 5.107 podano układ stabilizatora impulsowego, w którym zastosowano 3-końcówkowy scalony stabilizator L 005. Dzielnik rezystorowy R_2 i R_3 stwarza warunki do samooscylacji układu. Elementy L_1, *D1*, C_1 spełniają identyczną funkcję jak poprzednio.

W pewnych zastosowaniach, gdzie wymagane są bardzo małe tętnienia na wyjściu stabilizatora impulsowego i mały czas reakcji na zakłócenia, łączy się stabilizator impulsowy (jako pierwszy) ze stabilizatorem liniowym (jako drugi).

5.4.7
PORÓWNANIE WŁAŚCIWOŚCI MONOLITYCZNYCH SCALONYCH STABILIZATORÓW NAPIĘCIA

Omówione typy monolitycznych scalonych stabilizatorów napięcia stałego i przytoczone przykłady ich zastosowań nie wyczerpują oczywiście wszystkich układów scalonych stabilizatorów obecnie produkowanych.

Zastosowanie w zasilaczach stabilizowanych monolitycznych układów scalonych pozwoliło przede wszystkim na: uproszczenie projektowania i konstrukcji zasilaczy, miniaturyzację, poprawę parametrów stabilizatora w szerokim zakresie temperatur oraz zwiększenie niezawodności. Układy scalone, a szczególnie układy monolityczne, przewyższają układy zbudowane z wykorzystaniem elementów dyskretnych parametrami elektrycznymi i są od nich tańsze. W wielu przypadkach scalone stabilizatory monolityczne są lepsze i względnie tańsze od układów zawierających scalony wzmacniacz operacyjny, czy też od scalonych stabilizatorów hybrydowych. Obecnie, gdy produkuje się scalone stabilizatory monolityczne w tak dużej ilości i szerokim asortymencie, budowa stabilizatorów ze wzmacniaczami scalonymi staje się nieopłacalna, a scalone stabilizatory hybrydowe mają ograniczone perspektywy zastosowań.

Monolityczny stabilizator napięcia, jak już wspomniano, jest w zasadzie monolityczną płytką monokrystalicznego krzemu. Elementy układu scalonego wykonywane są w skomplikowanym technologicznie procesie, złożonym z dokładnie kontrolowanych etapów, takich jak: nakładanie masek, trawienie, dyfuzja, wykonanie połączeń między wdyfundowanymi elementami i podłączenie wyprowadzeń. Projekt układu stabilizatora, który wykonany z elementów dyskretnych byłby zupełnie nieopłacalny, realizowany w monolitycznej technice scalonej jest bardzo opłacalny i co ważniejsze — lepszy.

Aktualny problem konstrukcyjno-technologiczny układów monolitycznych wynika z potrzeby operowania większą mocą w mniejszych obudowach. Jest to główną przeszkodą miniaturyzacji stabilizatorów scalonych, jak również innych liniowych układów scalonych. Moc wydzielana przez elementy układu monolitycznego i zdolność rozpraszania tej mocy przez układ wprowadza ograniczenie na prąd wyjściowy oraz moc traconą i zmusza do stosowania układów zabezpieczenia przeciążeniowego (zwarciowego) oraz do stosowania odpowiednich radiatorów. Pewnymi zaletami układów hybrydowych w porównaniu z monolitycznymi są: stosunkowo duża dopuszczalna moc strat i możliwość dokładnego ustalania parametrów w czasie produkcji. Ta ostatnia zaleta dotyczy w szczególności napięcia wyjściowego oraz możliwości umieszczenia w układzie kondensatorów kompensacyjnych, co eliminuje konieczność stosowania elementów zewnętrznych (np.: dwie serie scalonych układów hybrydowych firmy Beckman typu Helipot: 809 dla napięć dodatnich i 859 dla napięć ujemnych).

Stabilizatory monolityczne scalone o regulowanym napięciu wyjściowym są układami uniwersalnymi i stosowane są wszędzie tam, gdzie wymaganych jest kilka napięć stabilizowanych o różnych wartościach. Miejscem takim jest zwykle centralny zasilacz, skąd napięcia stabilizowane rozprowadzane są do poszcze-

gólnych bloków urządzenia. Powszechnie używane są tutaj stabilizatory serii LM 105 dla napięć dodatnich i stabilizatory LM 104 dla napięć ujemnych.

W zasilaczach laboratoryjnych lub niskopoziomowych systemach przesyłania danych należy raczej stosować precyzyjny stabilizator napięć dodatnich i ujemnych typu μA 723 C. Układ ten zapewnia bardzo dobre współczynniki stabilizacji (obydwa około 0,01%), napięcie wyjściowe regulowane od 2 V do 37 V i prąd wyjściowy do 150 mA.

Przy zasilaniu układów o większej mocy można zastosować stabilizatory napięcia typu MC 1560, które są wyposażone w tranzystory mocy i mogą zapewnić prąd wyjściowy rzędu 500 mA. Moc tracona w takim układzie może być zwiększona do około 17 W przy zastosowaniu odpowiednich radiatorów. Dodając zewnętrzny tranzystor regulacyjny, prąd wyjściowy może być zwiększony do około 10 A.

Do zasilania systemów logicznych zbudowanych ze scalonych układów cyfrowych istnieje zwykle zapotrzebowanie na określony typ stabilizatora niezbyt dużej mocy o napięciu stabilizowanym odpowiadającym napięciu pracy układów cyfrowych. Są to stabilizatory napięcia o ustalonej wartości (3-końcówkowe) lub stabilizatory lokalne. Nazwa wywodzi się stąd, że stabilizatory te mogą być bezpośrednio montowane na płytkach drukowanych z układami cyfrowymi i zasilać je, tworząc wraz z nimi integralną całość.

Scalone układy cyfrowe mają zazwyczaj niskie napięcia pracy, np. 5 V, i dość duże pobory prądu. Stosowanie centralnego zasilania wiązałoby się ze znacznymi spadkami napięć w przewodach i na stykach, co z jednej strony obniżyłoby efektywne napięcie zasilania, a z drugiej strony mogłoby być przyczyną oscylacji. Na przykład w układach TTL w czasie ich przełączania pobór prądu jest znacznie większy niż w stanie statycznym.

Jako stabilizator lokalny wygodny w użyciu do układów cyfrowych TTL może być stosowany układ scalony LM 109. Dostarcza on napięcie stabilizowane 5 V przy prądzie wyjściowym do 1,5 A. Produkowany jest w obudowie TO-3 z trzema końcówkami. Szeroki zakres napięć od 5 V do 24 V oferują stabilizatory serii μA 7800. Moc tracona w tych układach może zostać zwiększona do około 24 W przy zastosowaniu odpowiednich radiatorów.

LITERATURA

5.1. *Eimbinder J.*: Application considerations for linear integrated circuits, Wiley-Interscience (1970).

5.2. *Eimbinder J.*: Designing with linear integrated circuits, John Wiley and Sons, Inc. (1969).

5.3. *Palczyński B., Stefański W.*: Półprzewodnikowe stabilizatory napięcia i prądu stałego, MON, Warszawa (1971).

5.4. *Altman L.*: Bridging the analog and digital worlds with linear ICs, Electronics, June 5, p. 83—98 (1972).

5.5. *Kesner D., Botos B.*: The control engineer's guide to integrated circuit applications: part II — linear integrated circuits, Control Engineering, July, p. 52—61 (1971).

5.6. *Rostky G.*: Focus on linear ICs, Electronic Design 21, October 14, p. 52—64 (1971).
5.7. *Grabowski B.*: Microélectronique analogique, Masson et Cie, Paris (1971).
5.8. SESCOSEM, Circuits intégrés linéaires 1971, Notices caracteristiques.
5.9. SESCOSEM, Manuel d'applications C. I. L., Tome 2, Regulateurs de tension.
5.10. PHILIPS, Linear integrated circuits, Data handbook (1972).
5.11. SGS, Linear integrated circuits, Data sheets (1971/72).
5.12. FAIRCHILD, The complete linear book (1972).
5.13. *Fitchen F. C.*: Electronic integrated circuit and system, Van Nostrand R. C., Microelectronics Series (1970).
5.14. NATIONAL SEMICONDUCTOR, Integrated circuits catalog (1971/72).
5.15. SGS, The application of linear microcircuits, vol. 1 and vol. 2.
5.16. FAIRCHILD, Application notes (1970—1972).
5.17. SIGNETICS, Condensed catalogue (1972).
5.18. RCA, Product guide linear digital IC (1969).
5.19. OPTICAL ELECTRONICS INC., Application note (602) 624—3605 (1971).
5.20. *Borkowski A.*: Układy scalone w zasilaczach stabilizowanych, Postępy radiotechniki, nr 5 (75), str. 80—107 (1971).
5.21. RCA, Voltage regulator CA 3055, Application note No 395.
5.22. *Serafin J.*: Układy scalone w stabilizatorach napięcia, Wiadomości telekom., Maj, nr 5, str. 13—34 (1972).
5.23. *Chu J. W., Ricks R. D.*: The μA 7800 Series, three-terminal positive voltage regulators, Application note 312, Fairchild, Dec. (1971).
5.24. *Widlar R. J.*: An IC regulator provides local regulation for logic circuits, Application note No 56—LR—113 A, Sescosem.
5.25. *Grossmith B. W.*: A monolitic voltage regulator, Microelectronics, Sept, p. 19—22 (1969).
5.26. *Frederiksen T. M.*: A monolitic high-power series voltage regulator, IEEE Journal of Solid-State Circ., Dec., p. 380—387 (1968).
5.27. BECKMAN, Microcircuits short form catalog, Bulletin G-307.
5.28. *Herchner D.*: Spannungsregler mit variabler ausgangsspannung und kleinem temperaturkoeffizienten, Int. Elektr. Rund., No 4, s. 89—93 (1972).
5.29. *Widlar R. J.*: Regulateurs de tension positive SFC 2100 M/SFC 2200/SFC 2300 utilisation en regime lineaire, Note d'application technique, No 56-LR-087, Sescosem.
5.30. SIGNETICS, Precision voltage regulator SE/NE 550, Linear IC, Oct. (1971).
5.31. *Cini C.*: Power voltage regulators L 005- L 036- L 037, SGS.
5.32. *Stabrowski M.*: Stabilizatory sterowane napięcia i prądu stałego, WNT, Warszawa (1972).
5.33. *Bialko M.*: Układy mikroelektroniczne, WKŁ, Warszawa (1969).
5.34. *Nadachowski M.*: Źródla napięcia odniesienia o wysokiej stabilności, Postępy Techniki Jądrowej, 15, 911—920 (1971).

6

PRZETWORNIKI ANALOGOWO-CYFROWE I CYFROWO-ANALOGOWE

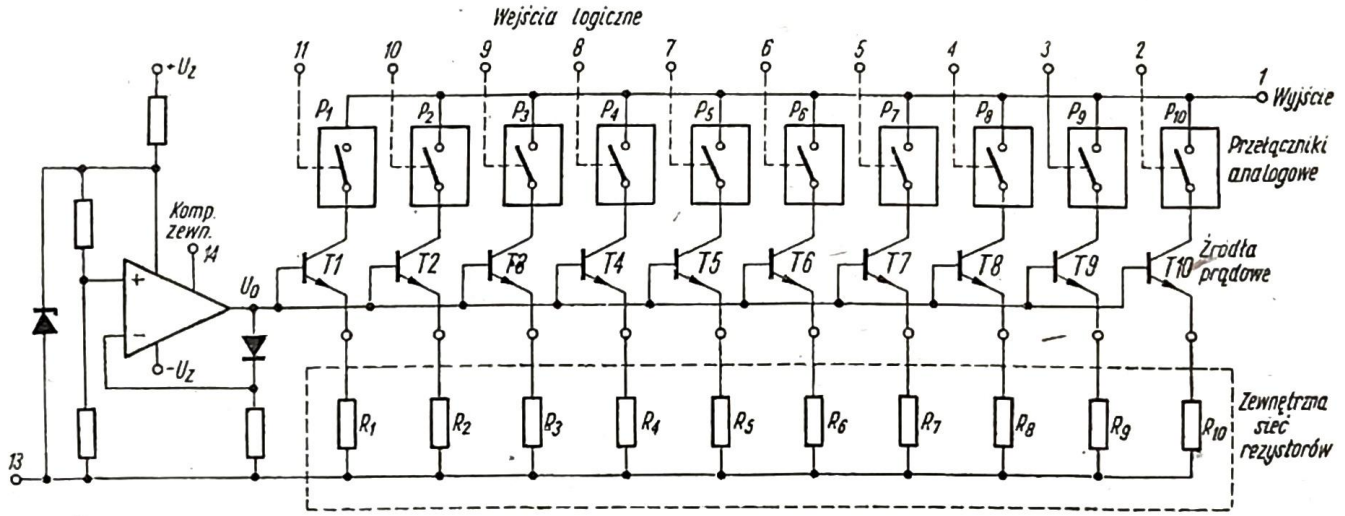
Bardzo duże i ciągle wzrastające znaczenie przetwarzania analogowo-cyfrowego wynika z faktu, że większość źródeł informacji dostarcza ją w postaci analogowej, natomiast dalsza obróbka i przechowywanie informacji są prowadzone przede wszystkim metodami cyfrowymi. Zadaniem przetwornika a/c jest więc przetworzenie analogowej wartości sygnału — zwykle napięcia — na równoważną mu wartość cyfrową. Istnieje wiele metod przetwarzania a/c, których dokładne omówienie przekracza ramy tej książki i można je znaleźć w literaturze specjalistycznej [6.1, 6.2, 6.3]. Przetworniki a/c są urządzeniami o skomplikowanej budowie, zawierają zarówno układy analogowe, jak i cyfrowe i z tego względu nie są dotychczas produkowane w postaci monolitycznej. Istnieje natomiast wiele rodzajów modułowych przetworników a/c wytwarzanych jako scalone układy hybrydowe, np. przez firmę Burr-Brown, Analog Devices i inne. Są to układy bardzo kosztowne i nie będą tu omawiane, gdyż przedmiotem tej książki są tylko układy monolityczne.

Urządzeniem o budowie nieco prostszej jest przetwornik cyfrowo-analogowy, który wytwarza na wyjściu sygnał analogowy (napięcie lub prąd) proporcjonalny do wartości sygnału cyfrowego na wejściu. Te przetworniki również znajdują bardzo szerokie zastosowanie — w układach automatycznego sterowania, w układach wyświetlania danych (display'ach) i urządzeniach pomiarowych. Ostatnio pojawiły się pierwsze monolityczne przetworniki c/a, nie znalazły jednak jeszcze dotychczas szerokiego rozpowszechnienia.

Najbardziej popularnym układem monolitycznym, za pomocą którego można łatwo zbudować przetwornik a/c lub przetwornik c/a, jest sterowane cyfrowe źródło prądowe μA 722 firmy Fairchild, które w tym rozdziale zostanie szczegółowo omówione. Zostaną również podane przykłady rozwiązań przetworników obu rodzajów przy użyciu układów monolitycznych.

6.1
STEROWANE CYFROWO ŹRÓDŁO PRĄDOWE μA 722

Układ monolityczny μA 722 firmy Fairchild jest sterowanym cyfrowo 10-bitowym źródłem prądowym o dużej dokładności i szybkości działania, nadającym się do stosowania w przetwornikach cyfrowo-analogowych, które pracują na zasadzie sumowania prądów oraz w kompensacyjnych przetwornikach analogowo-cyfrowych [6.4]. Uproszczony schemat źródła μA 722 pokazano na rys. 6.1. Cały układ



6.1. Schemat funkcjonalny sterowanego cyfrowo źródła prądowego μA 722

wykonany jest na jednej płytce monolitycznej i składa się ze źródła napięcia odniesienia U_o, 10 źródeł prądowych oraz 10 przełączników analogowych $P_1 \div P_{10}$. Do układu należy dołączyć zewnętrzną sieć rezystorów, których wartości są podane przez firmę Fairchild. Najbardziej zalecane jest stosowanie sieci rezystorów produkowanych w postaci układu scalonego przez firmę Beckman, specjalnie przystosowanych do współpracy z układem μA 722. Są to sieci rezystorów o nazwach firmowych Helipot 813 (kod dwójkowy) i Helipot 863 (kod BCD) [6.5]. Wejścia logiczne układu μA 722 są dostosowane do współpracy z układami TTL. Wyjściowy prąd układu jest sumą prądów tych spośród dziesięciu źródeł prądowych, których przełączniki analogowe są włączone odpowiednimi stanami wejść logicznych. Wartości poszczególnych prądów zależą od wartości rezystorów sieci zewnętrznej. Stosując rezystory o wartościach zalecanych przez producenta: $R_1 = 2{,}547\ \text{k}\Omega$, $R_2 = 5{,}094\ \text{k}\Omega$, ..., $R_{10} = 1275\ \text{k}\Omega$ (sieć rezystorów typu 813 firmy Beckman) uzyskuje się regulację prądu od 0,02 μA przy stanach logicznych 0 w logice ujemnej (tzn. 2,5 V) na wszystkich wejściach do 2560 μA przy wszystkich stanach logicznych 1 (tzn. 0,4 V). Wagi poszczególnych wejść cyfrowych odpowiadają w tym przypadku kodowi dwójkowemu. Wewnętrzne źródło napięcia odniesienia zawiera wysokostabilną diodę Zenera oraz wzmacniacz operacyjny, pracujący w układzie stabilizatora napięcia. Dla zapewnienia stabilności tego wzmacniacza należy dołączyć zewnętrzny kondensator o pojemności 200 pF.

Układ μA 722 jest wytwarzany w dwóch wersjach: dokładniejszy o nazwie μA 722 i nieco mniej dokładny produkowany pod nazwą μA 722 B. Poniżej podano zestawienie najważniejszych parametrów obu tych układów. Przykłady ich zastosowań są przytoczone w dalszym ciągu tego rozdziału — przy omawianiu przetworników a/c i c/a.

Parametry układu μA 722 i μA 722 B

	μA 722	μA 722 B
Rozdzielczość	1:1024	1:1024
Całkowity błąd przetwarzania (T_o = 25°C)	±0,07%	±0,08%
Czas przełączania	600 ns/bit	600 ns/bit
Rezystancja wyjściowa	1,2 MΩ	1,2 MΩ
Pobór mocy	165 mW	165 mW
Zakres prądu wyjść.	od ±0,002 μA do 2560 μA	
Napięcie zasilające	od ±6 V do ±12 V	
Temperatura pracy	od −20°C do +85°C	
Obudowa	płaska o 24 wyprowadzeniach	

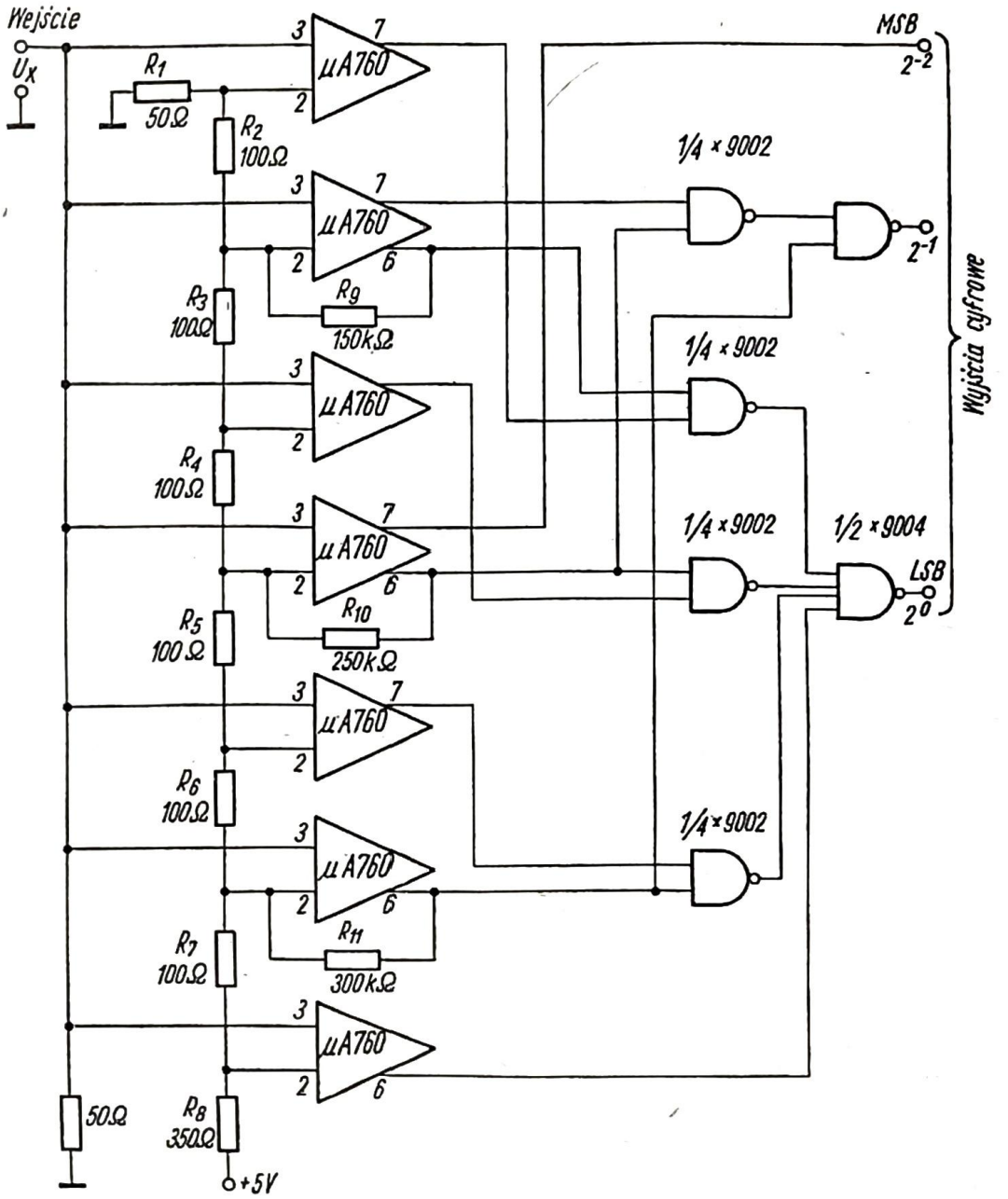
6.2
PRZYKŁADY ROZWIĄZAŃ PRZETWORNIKÓW ANALOGOWO-CYFROWYCH

Wszystkie metody przetwarzania analogowo-cyfrowego można podzielić na dwie duże grupy: metody bezpośrednie i metody pośrednie. W metodach bezpośrednich następuje bezpośrednie porównanie napięcia przetwarzanego z napięciem odniesienia. Do tej grupy metod należą dwa często stosowane sposoby przetwarzania: przetwarzanie kompensacyjne, polegające na kolejnym porównywaniu napięcia przetwarzanego z odpowiednio dobranymi wartościami napięcia odniesienia (tzw. succesive approximation) oraz przetwarzanie metodą bezpośredniego kodowania, przy którym następuje jednokrotne porównanie napięcia mierzonego z napięciem odniesienia. Ta ostatnia metoda odznacza się bardzo dużą szybkością przy niezbyt dobrej dokładności.

W metodach pośrednich następuje przetworzenie napięcia mierzonego na pomocniczą wielkość, która jest następnie kodowana cyfrowo. Taką pomocniczą wielkością może być czas w metodach czasowych lub częstotliwość w metodach częstotliwościowych.

Poniżej podano kilka przykładów rozwiązań przetworników analogowo-cyfrowych wykonanych przy użyciu monolitycznych obwodów scalonych i opartych na różnych metodach przetwarzania. Dokładne omówienie metod, ich odmian oraz wad i zalet można znaleźć w literaturze [6.1].

Na rys. 6.2 pokazano schemat 3-bitowego przetwornika a/c opartego na metodzie bezpośredniego kodowania, w którym zastosowano komparatory napięcia μA 760 firmy Fairchild [6.6]. Na jedno wejście każdego z 7 komparatorów jest podawane napięcie przetwarzane U_x, drugie wejścia komparatorów są dołączone



6.2. Przetwornik analogowo-cyfrowy z bezpośrednim kodowaniem

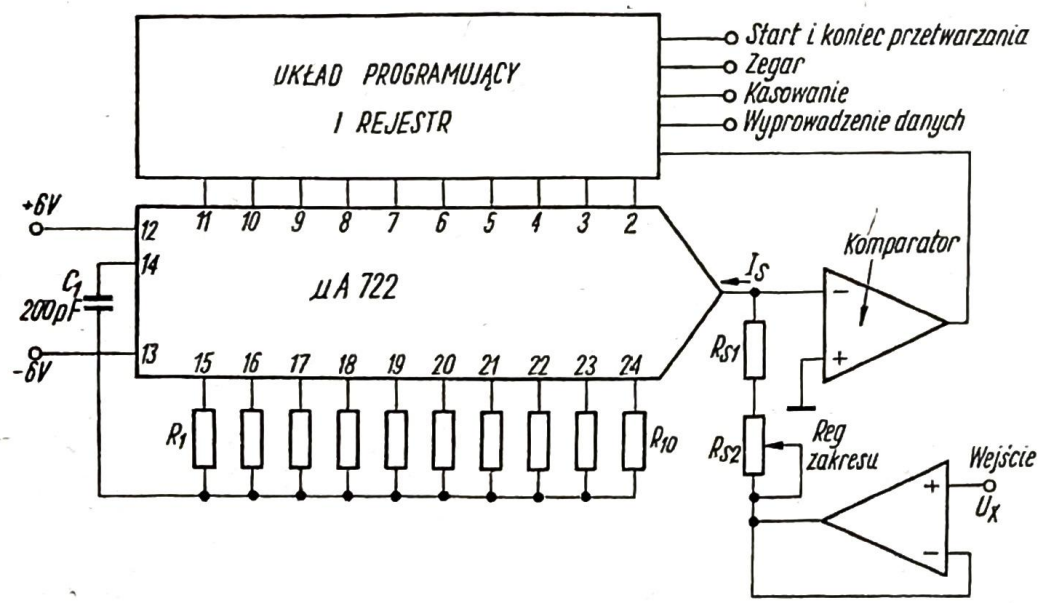
Napięcie wejściowe, V	Wyjścia cyfrowe			Napięcie odniesienia, V
	1	1	1	3,25
3	0	1	1	2,75
	1	0	1	2,25
2	0	0	1	1,75
	1	1	0	1,25
1	0	1	0	0,75
	1	0	0	0,25
0	0	0	0	

6.3. Wartości napięcia wejściowego i odpowiadające im stany cyfrowe w przetworniku z bezpośrednim kodowaniem z rys. 6.2

do dzielnika rezystorowego $R_1 \div R_8$, który dostarcza odpowiednio dobrane napięcia odniesienia. Przekroczenie przez napięcie wejściowe każdego z tych poziomów odniesienia powoduje zmianę stanu jednego komparatora. Komparatory są połączone z bramkami logicznymi w taki sposób, że na wyjściach cyfrowych uzyskuje się wartość U_x wyrażoną w kodzie dwójkowym. Na rys. 6.3 przedsta-

wiono poglądowo wartości napięć odniesienia, napięcia mierzonego i odpowiadające im stany wyjść cyfrowych. Zmiana stanu komparatora drugiego, czwartego lub szóstego powoduje zmianę stanu więcej niż jednego wyjścia cyfrowego. Z tego względu dla uniknięcia błędów spowodowanych fałszywymi przełączaniami tych komparatorów, np. pod wpływem szumów, wprowadzono w nich niewielką histerezę. Głównym źródłem błędu w tym układzie jest wpływ wejściowych prądów polaryzujących na wartości napięć w dzielniku, a także tolerancje rezystorów. Przyjmując, że rezystory mają tolerancje $\pm 1\%$, prądy polaryzujące są równe 7 μA i napięcie zasilające nie różni się od wartości nominalnej o więcej niż 0,1 V, można wyliczyć, że maksymalny błąd przetwarzania jest mniejszy niż 0,1 V — czyli 1/5 wartości napięcia odpowiadającej najmniej znaczącemu bitowi (LSB). Dokładność można nieco polepszyć dobierając wartości rezystorów dzielnika w taki sposób, aby kompensowały wpływ prądów polaryzujących.

Główną zaletą omawianego układu jest duża szybkość działania, całkowity czas przetwarzania wynosi 35 ns, co odpowiada szybkości przetwarzania ok. $85 \cdot 10^6$ bitów/s. Przetworniki tego rodzaju stosuje się wówczas, gdy nie jest konieczna duża rozdzielczość i dokładność, a jest wymagana bardzo duża szybkość przetwarzania. Stosując w tym układzie szybkie układy scalone serii MECL III firmy Motorola (podwójne komparatory MC 1650 oraz bramki MC 1662) uzyskuje się szybkość przetwarzania $200 \cdot 10^6$ bitów/s. Można w omawianym przetworniku zastosować typowe komparatory μA 710 dodając w komparatorze drugim, czwartym i szóstym układy odwracające. W tym przypadku szybkość przetwarzania wynosi $50 \cdot 10^6$ bitów/s.



6.4. Kompensacyjny przetwornik analogowo-cyfrowy

Na rys. 6.4 pokazano przetwornik analogowo-cyfrowy oparty na metodzie kompensacyjnej (tzw. kolejnych aproksymacji — succesive approximations), w którym zastosowano sterowane cyfrowo źródło prądowe μA 722 [6.4]. Oprócz monolitycznego źródła prądowego μA 722 układ zawiera sieć rezystorów dostosowaną do tego źródła (np. monolityczna sieć typu 813 firmy

Beckman — w kodzie dwójkowym), komparator napięcia, wzmacniacz wejściowy oraz układ programujący z rejestrem.

W omawianym przetworniku spadek napięcia $I_s R_s$ wytwarzany przez prąd wyjściowy źródła na rezystorze $R_s = R_{s1} + R_{s2}$ jest odejmowany od napięcia przetwarzanego U_x. Różnica napięć $(U_x - I_s R_s)$ pojawia się na wejściu komparatora, gdzie jest porównywana z zerowym poziomem napięcia. Układ programujący włącza kolejne prądy odpowiadające poszczególnym wejściom cyfrowym źródła (por. p. 6.1 — opis źródła μA 722) poczynając od prądu największego (odpowiadającego MSB). Po włączeniu tego prądu następuje porównanie różnicy $(U_x - R_s I_s)$ z zerem. Jeśli ta różnica jest większa od zera, prąd pozostaje włączony i jest do niego dodawany następny prąd. Po włączeniu każdego prądu odbywa się porównanie i prąd, po włączeniu którego różnica $(U_x - R_s I_s)$ staje się ujemna, jest wyłączany, natomiast inne — pozostają włączone. W rezultacie po dziesięciu takich operacjach napięcie $I_s R_s$ jest równe U_x z dokładnością $I_{s\min} R_s$, gdzie $I_{s\min}$ — prąd odpowiadający wejściu cyfrowemu najmniej znaczącego bitu (LSB). W rejestrze układu programującego są rejestrowane odpowiedzi cyfrowe komparatora po włączeniu każdego prądu — stanowią one cyfrową wartość napięcia U_x.

Wzmacniacz o wzmocnieniu 1 na wejściu układu służy do separacji od źródła napięcia U_x. Należy go stosować w tych przypadkach, gdy rezystancja wewnętrzna źródła jest większa od 1 Ω. Sam wzmacniacz powinien oczywiście mieć rezystancję wyjściową mniejszą od 1 Ω. Czas ustalania się napięcia na wyjściu wzmacniacza z dokładnością odpowiadającą najmniej znaczącemu bitowi powinien być mniejszy od okresu przełączania wejść cyfrowych źródła prądowego.

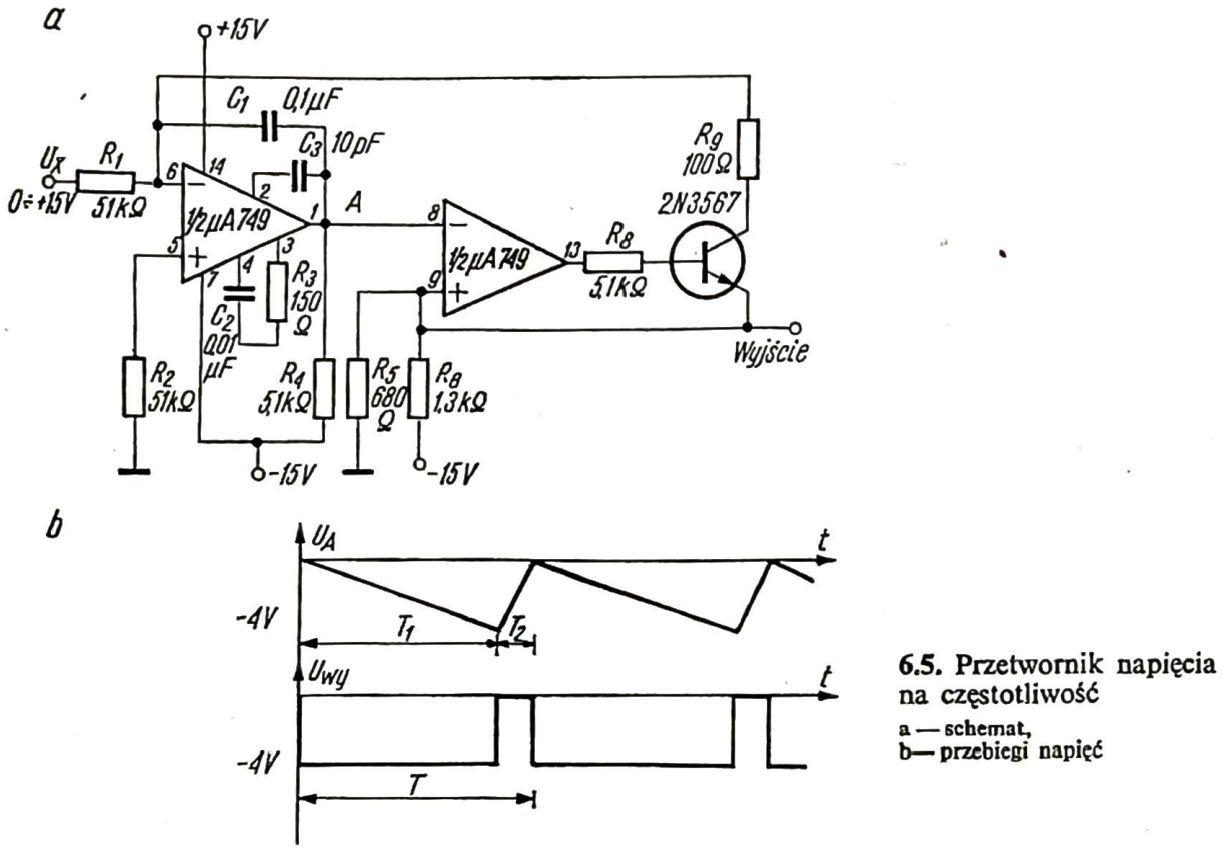
Komparator napięcia stosowany w omawianym układzie musi spełniać trzy warunki:

1) powinien rozróżniać zmianę napięcia równą $I_{s\min} R_s$ — w układzie 10-bitowym o napięciu odniesienia równym 5 V ta zmiana wynosi 2,5 mV,
2) powinien pobierać bardzo mały prąd ze źródła μA 722. Ponieważ prąd odpowiadający najmniej znaczącemu bitowi $I_{s\min} = 2{,}5$ μA, więc prąd niezrównoważenia komparatora musi być mniejszy od 500 nA,
3) czas odpowiedzi komparatora powinien być porównywalny z czasem przełączania układu μA 722.

Komparator μA 710 spełnia warunki (1) i (3), lecz dla spełnienia warunku (2) musi być dołączony stopień wejściowy zwiększający rezystancję wejściową. Układy takie podano w p. 4.4.1.

Układ przedstawiony na rys. 6.5 jest przetwornikiem a/c opartym na metodzie pośredniej — częstotliwościowej [6.7]. W układzie odbywa się zamiana napięcia przetwarzanego U_x na proporcjonalną do tego napięcia częstotliwość impulsów wyjściowych. Wartość tej częstotliwości można kodować cyfrowo uzyskując wartość cyfrową równoważną analogowej wartości U_x. Układ przetwornika jest bardzo prosty i zawiera podwójny wzmacniacz operacyjny (lub dwa wzmacniacze pojedyncze) i jeden tranzystor. Pierwszy wzmacniacz pracuje jako integrator wytwarzający ujemne napięcie piłowe o nachyleniu proporcjonalnym do napięcia U_x. Przebieg piłowy jest porównywany z napięciem

−4 V w drugim wzmacniaczu operacyjnym, który działa jako układ porównujący. W chwili, gdy napięcie piłowe osiąga wartość −4 V, następuje zmiana stanu układu porównującego i przełączenie tranzystora, który wytwarza impuls wyjściowy, rozładowuje kondensator integratora i utrzymuje napięcie 0 V na wejściu „+" układu porównującego aż do rozpoczęcia następnego przebiegu piłowego. Czas



6.5. Przetwornik napięcia na częstotliwość
a — schemat,
b — przebiegi napięć

trwania piły T_1 jest znacznie dłuższy od czasu kasowania T_2 i częstotliwość wyjściowa jest określona przede wszystkim przez T_1. Analizując pracę układu i przyjmując, że napięcie podawane z dzielnika R_5, R_6 na wejście układu porównującego podczas trwania piły wynosi −4 V, można wykazać [6.7] że:

$$T_1 = \frac{4R_1C_1}{U_x} \tag{6.1}$$

zaś

$$T_2 = \frac{4RC_1}{|-U_z|} \tag{6.2}$$

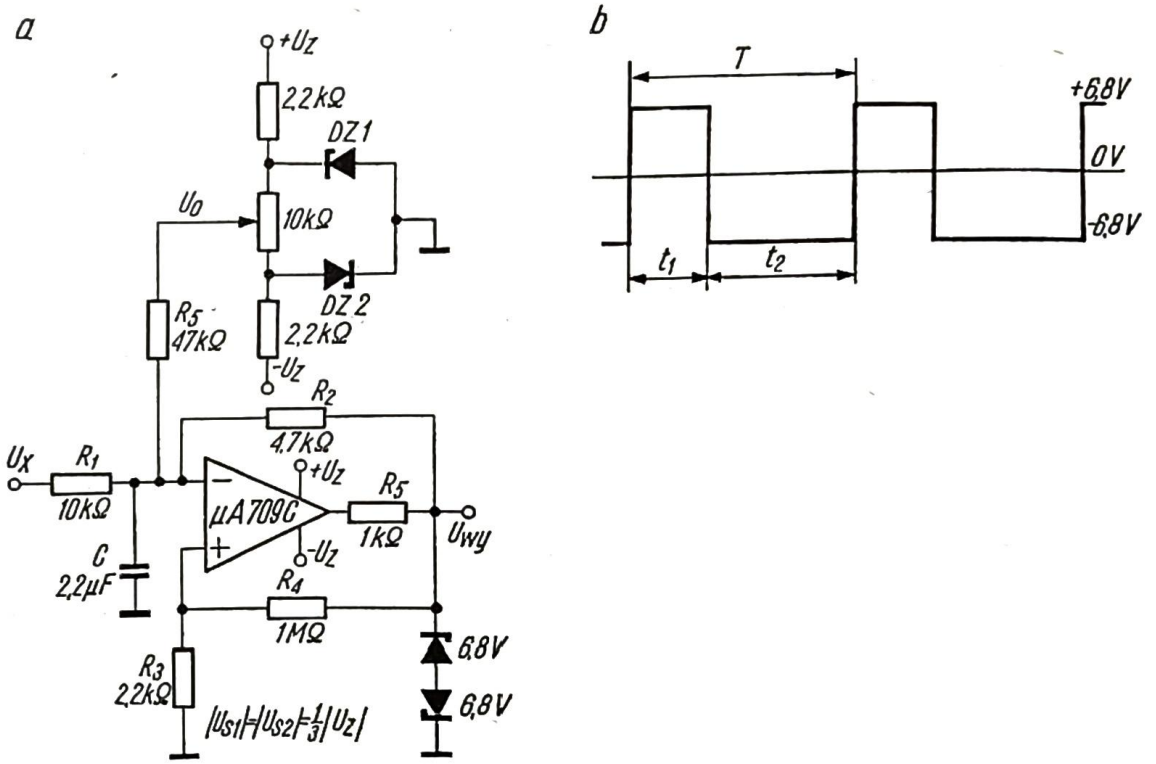
gdzie R jest sumą rezystancji wyjściowej pierwszego wzmacniacza, rezystancji kolektor-emiter tranzystora oraz R_9 i R_6. Przy wartościach elementów podanych na rysunku: $T_2 = 44{,}5$ μs. Można przyjąć, że $T_2 \ll T_1$ i obliczyć współczynnik przetwarzania

$$\frac{f}{U_x} = \frac{1}{T_1 U_x} = \frac{1}{4R_1C_1} = 50 \text{ Hz/V} \tag{6.3}$$

Całkowita dokładność omawianego przetwornika jest lepsza niż ±1%.

Inny przykład przetwornika napięcie-częstotliwość można znaleźć w pracy [6.8]. Parametry układu są następujące: zakres napięć przetwarzanych od 1 mV do 9 V, zmiana częstotliwości od 75 kHz do 999,2 kHz, liniowość 0,1%, zmiany częstotliwości w funkcji temperatury mniejsze od +1,5% w zakresie od 0 do 50°C.

Na rys. 6.6 pokazano przetwornik napięcia na czas zbudowany przy użyciu jednego wzmacniacza operacyjnego μA 709 [6.9]. Wzmacniacz operacyjny pracuje w tym układzie jako układ porównujący — jego napięcie wyjściowe może



6.6. Prosty przetwornik napięcia na czas
a — schemat ideowy,
b — przebieg wyjściowy

przyjmować tylko dwie wartości uwarunkowane napięciem diod Zenera: U_{s1} i U_{s2} — tzn. +6,8 V i −6,8 V. Omawiając działanie układu załóżmy, że na wejście jest doprowadzone dodatnie napięcie U_x i że wyjście układu znajduje się na wysokim, dodatnim poziomie napięcia. W tych warunkach następuje ładowanie kondensatora C przez rezystor R_1 napięciem U_x oraz przez rezystor R_2 napięciem U_{wy}. Prąd w rezystorze R_5 można dla uproszczenia pominąć. Napięcie na kondensatorze wzrasta i w chwili, gdy przekroczy wartość napięcia na wejściu nieodwracającym — następuje zmiana stanu układu porównującego. Na wyjściu pojawia się napięcie ujemne −6,8 V. Zmiana stanu następuje skokowo dzięki dodatniemu sprzężeniu zwrotnemu R_4, R_3. W okresie, gdy napięcie wyjściowe jest ujemne, powoduje ono rozładowywanie kondensatora — szybsze niż jego jednoczesne ładowanie napięciem U_x. Napięcie na kondensatorze maleje aż do chwili, gdy zrówna się z ujemnym w tym okresie napięciem na wejściu nieodwracającym. Wtedy następuje powrotny przerzut układu i cały cykl zaczyna się od nowa.

Napięcie na wyjściu układu przyjmuje na przemian wartość dodatnią w ciągu czasu t_1 i ujemną w czasie t_2 (rys. 6.6b). Układ zerujący (potencjometr regulacji U_o) pozwala na dobranie $t_1 = t_2$ przy zerowym napięciu U_x.

Czas t_1 można wyznaczyć z równania:

$$\left(\frac{U_x}{R_1}+\frac{U_{wy}}{R_2}+\frac{U_o}{R_5}\right)\cdot t_1 = 2CU_{wy}\frac{R_1}{R_1+R_2}$$

czas t_2 — z zależności

$$\left(\frac{U_x}{R_1}-\frac{U_{wy}}{R_2}+\frac{U_o}{R_5}\right)\cdot t_2 = 2CU_{wy}\frac{R_1}{R_1+R_2}$$

Stosunek czasu t_1 do pełnego okresu fali prostokątnej $T = t_1 + t_2$ wyraża wzór:

$$\frac{t_1}{T} = \frac{1}{2} - \frac{\frac{U_{we}}{R_1}+\frac{U_o}{R_5}}{2\frac{U_{wy}}{R_2}} \tag{6.4}$$

Warto zauważyć, że stosunek t_1/T jest liniową funkcją napięcia U_x, natomiast nie zależy od wartości pojemności. Tak więc zmiany pojemności nie wpływają na dokładność przetwarzania, zależy ona natomiast od stabilności napięć na wyjściowych diodach Zenera $\pm U_{wy}$ oraz napięcia zerowania U_o.

Omówiony układ stanowi tylko część przetwornika analogowo-cyfrowego. Dla uzyskania cyfrowej wartości napięcia przetwarzanego U_x trzeba wprowadzić kodowanie cyfrowe czasu t_1. Można je zrealizować za pomocą prostego układu, składającego się z generatora zegarowego i bramki logicznej.

Układ nadaje się do zastosowania również bez wspomnianego kodera cyfrowego, np. do przesyłania sygnału z różnego typu czujników. Przesyłanie tych sygnałów w postaci napięcia wolnozmiennego powoduje duże zniekształcenia wywołane wpływem szumów. Przesyłanie zmodulowanej fali prostokątnej uzyskiwanej w omówionym układzie jest pod tym względem znacznie korzystniejsze. Układ dzięki swej prostocie i małym wymiarom może być z łatwością umieszczony w bezpośrednim sąsiedztwie czujnika.

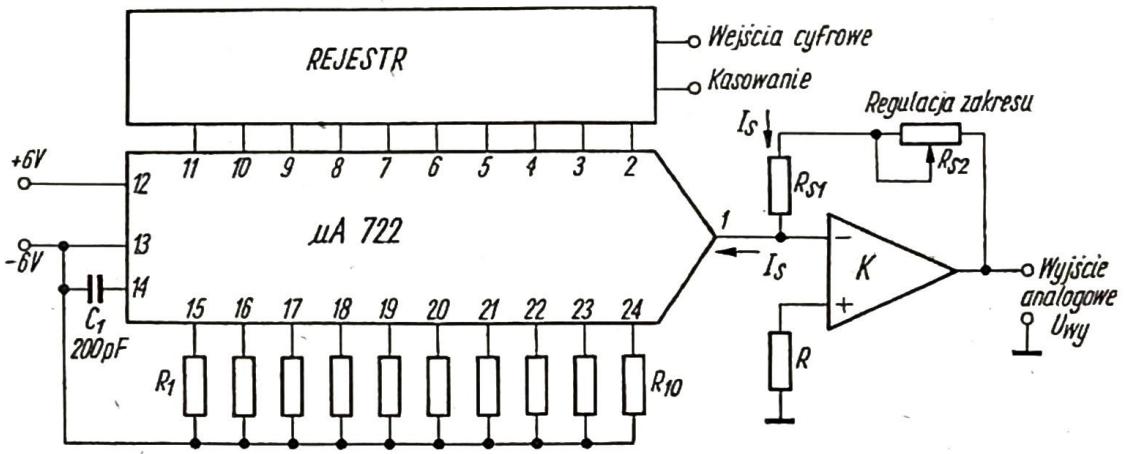
6.3
PRZETWORNIKI CYFROWO-ANALOGOWE

Zadaniem przetwornika cyfrowo-analogowego jest zamiana wielkości wyrażonej w kodzie cyfrowym na proporcjonalną do niej wielkość analogową, którą jest zwykle napięcie, a niekiedy prąd. Typowy przetwornik cyfrowo-analogowy składa się ze źródła napięcia lub prądu odniesienia, sieci rezystorów oraz z przełączników analogowych przyłączających z dużą dokładnością napięcie lub prąd odniesienia do wejść sieci rezystorów. Stopień wyjściowy przetwornika zawiera zwykle wzmacniacz operacyjny. W przetwornikach c/a stosuje się najczęściej dwa rodzaje sieci rezystorów. Są to sieci rezystorowe typu *R-2R* lub sieci zbudowane z rezystorów o wartościach wagowych. Napięcie wyjściowe w każdej z tych sieci można uzyskiwać przez sumowanie bądź napięć, bądź prądów — istnieją więc cztery rodzaje przetworników. Przetworniki z siecią rezystorów typu *R-2R* mogą pracować tylko w kodzie dwójkowym, a z rezystorami o wartościach wagowych —

w różnych kodach. Schematy blokowe, opisy działania oraz wzory obliczeniowe dla czterech podstawowych metod przetwarzania c/a można znaleźć w literaturze [6.1].

Nie dysponując całkowicie scalonym przetwornikiem c/a można wykonać przetwornik stosując kilka układów monolitycznych. Szczególnie dobrze nadaje się do tego celu monolityczne sterowane cyfrowo źródło prądowe μA 722 firmy Fairchild, którego działanie omówiono w p. 6.1. Układ ten zawiera źródło napięcia odniesienia i przełączniki analogowe. Dołączając do niego sieć rezystorów i jeden wzmacniacz operacyjny uzyskuje się przetwornik c/a — składający się zatem tylko z trzech układów monolitycznych.

Schemat przetwornika c/a ze źródłem μA 722 pokazano na rys. 6.7 [6.4]. Jest to układ z rezystorami o wartościach wagowych, z sumowaniem prądów. Jako sieć rezystorów można zastosować układ scalony typu Helipot 813 (kod dwójko-



6.7. Przetwornik cyfrowo-analogowy z układem μA 722

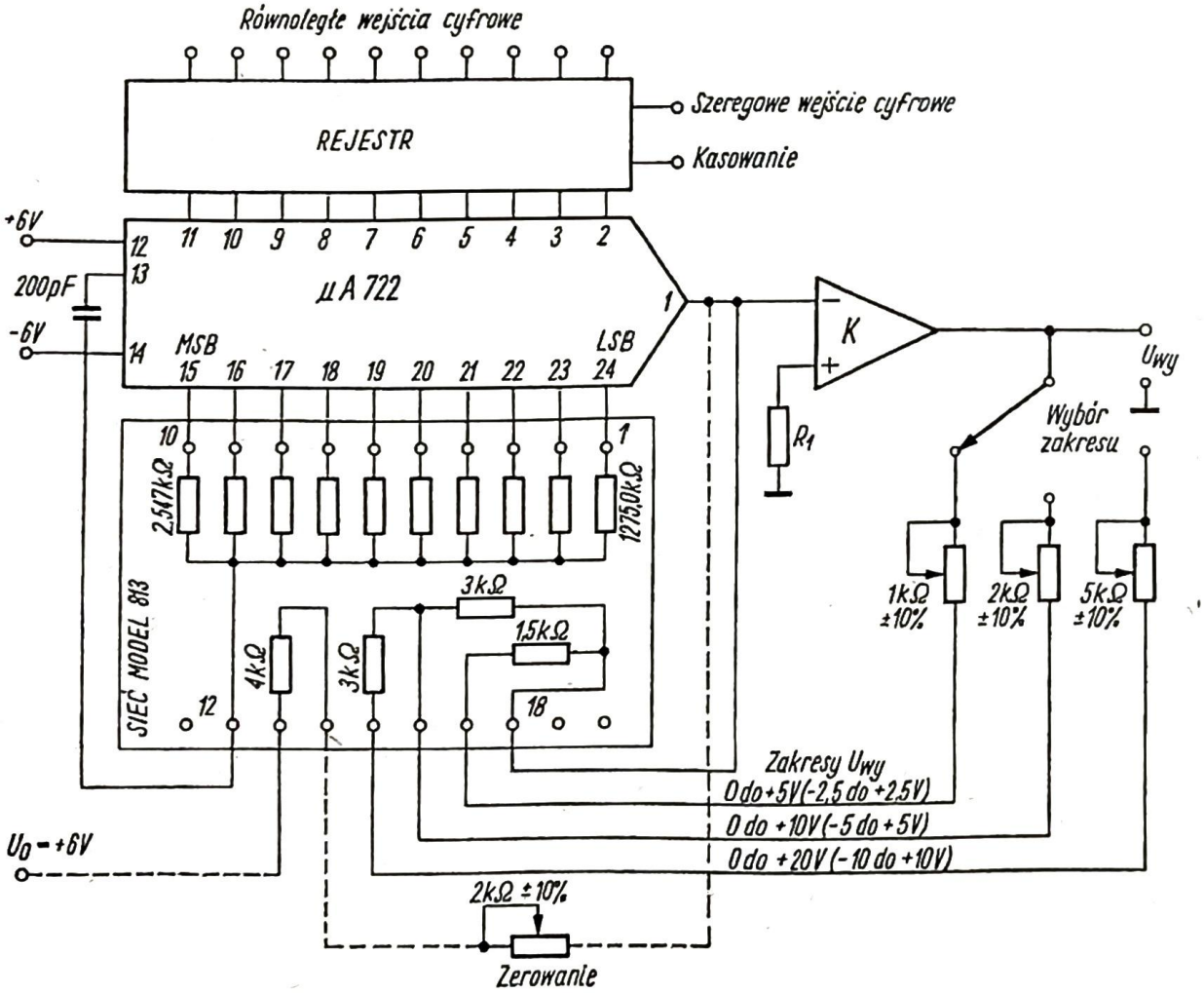
wy) lub 863 (kod BCD) firmy Beckman — specjalnie przeznaczone do współpracy z układem μA 722. Wzmacniacz operacyjny (np. μA 709) służy do zamiany prądu wyjściowego I_s źródła μA 722 na napięcie. Na wyjściu układu uzyskuje się napięcie dodatnie (gdyż prąd I_s wpływa do wyjścia μA 722) o wartości równej $I_s R_s$, przy czym $R_s = R_{s1} + R_{s2}$. Projektując układ trzeba pamiętać, że maksymalny prąd na wyjściu μA 722 pojawia się wówczas, gdy wszystkie wejścia cyfrowe są na niskim poziomie napięcia (+0,5 V). Gdy wejścia są na poziomie wysokim (+2,5 V), układ nie daje żadnego prądu I_s. Wejścia cyfrowe nie wykorzystywane należy łączyć z zasilaniem +5 V. Wzmacniacz operacyjny można zaopatrzyć w układ kompensacji napięcia niezrównoważenia. Nie jest to jednak konieczne, gdyż błąd wprowadzany przez to napięcie np. w przypadku wzmacniacza μA 709 i przetwornika 10-bitowego jest pomijalnie mały.

Typowy czas przetwarzania w omawianym układzie wynosi 0,6 μs przy przetwarzaniu 8-bitowym i 2,5 μs — przy 10-bitowym. Na rysunku 6.8 pokazano, w jaki sposób stosując sieć rezystorów typu 813 i dodatkowe źródło napięcia odniesienia $+U_o$, można uzyskać na wyjściu omawianego układu różne zakresy napięcia dodatniego lub obu znaków [6.4]. Wykorzystuje się tu cztery dodatkowe rezystory sieci 813. Obwód narysowany linią przerywaną należy włączyć tylko

wtedy, gdy pełny zakres napięcia wyjściowego ma obejmować napięcia obu znaków. Wartości rezystora R_1 dobiera się według poniższej tabelki:

Zakres napięcia wyjściowego	Wartość R_1
0 do +5 V	2,0 kΩ ±10%
0 do +10 V	4,0 kΩ ±10%
0 do +20 V	7,5 kΩ ±10%
−2,5 V do +2,5 V	1,4 kΩ ±10%
−5 V do +5 V	2,2 kΩ ±10%
−10 V do +10 V	2,6 kΩ ±10%

Obecnie wiele firm produkuje scalone przetworniki cyfrowo-analogowe, których zakres rozdzielczości rozciąga się od 4—6 bitów do 10—12 bitów w przypadku przetworników bardzo dokładnych. Większość przetworników c/a jest

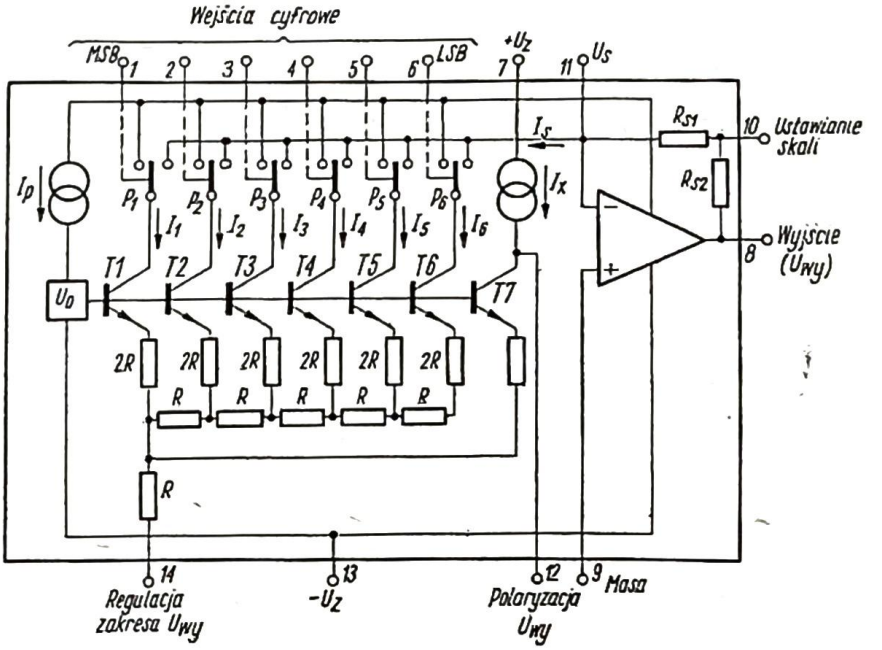


(obwód narysowany linią przerywaną należy stosować tylko przy podanych w nawiasach zakresach napięcia wyjściowego obu znaków)

6.8. Przetwornik cyfrowo-analogowy z możliwością wyboru zakresu napięcia wyjściowego

wykonywana z wykorzystaniem scalonej techniki hybrydowej w postaci modułowej. Jednak przy małych i średnich dokładnościach, rzędu 4÷8 bitów, scalanie przy użyciu techniki monolitycznej ma szereg zalet i jest coraz szerzej stosowane. Układy tego typu przetworników zawierają z reguły sieci rezystorowe typu R—$2R$. Rozważmy dwa przetworniki c/a charakterystyczne dla tej grupy układów [6.10].

Na rys. 6.9 przedstawiono uproszczony schemat 6-bitowego przetwornika c/a DAC-01 firmy Precision Monolithics, z siecią rezystorów typu R—$2R$ wykonaną techniką dyfuzji bazy. Oprócz typowych elementów, takich jak przełączniki prądowe $P_1 \div P_6$ (rys. 6.11a) i źródła prądowe o wartościach wagowych (*T1—T6*), na płytce przetwornika znajduje się również: źródło napięcia odniesienia U_o, zasilające bazy tranzystorów $T1 \div T7$ źródeł prądowych, oraz wzmacniacz sumujący.



6.9. Uproszczony schemat 6-bitowego monolitycznego przetwornika c/a

W większości zastosowań przetworników c/a wymagana jest zmiana napięcia wyjściowego od zera do $U_{wy\,max}$ — w zależności od stanów logicznych na wejściach cyfrowych, często jednak potrzebna jest symetryczna (bipolarna) zmiana napięcia wyjściowego od $-U_{wy\,max}/2$ do $+U_{wy\,max}/2$. W układzie z rys. 6.9 dzięki dodaniu źródła prądu niezrównoważenia I_x i dodatkowego tranzystora *T7* (dodatkowego bitu) oraz odpowiedniemu połączeniu końcówek przetwornika, uzyskuje się możliwość tak unipolarnej, jak i bipolarnej zmiany napięcia wyjściowego. Przy uziemieniu końcówki *12* prąd I_x zostaje zwarty do masy, a napięcie wyjściowe zmienia się od zera do $+U_{wy\,max}$ lub $-U_{wy\,max}$ i jest funkcją prądu I_s. Bipolarną zmianę napięcia wyjściowego uzyskuje się łącząc końcówkę *12* z *11* zamiast do masy. Napięcie, które ustala się wówczas na wejściu odwracającym wzmacniacza sumującego, jest równe:

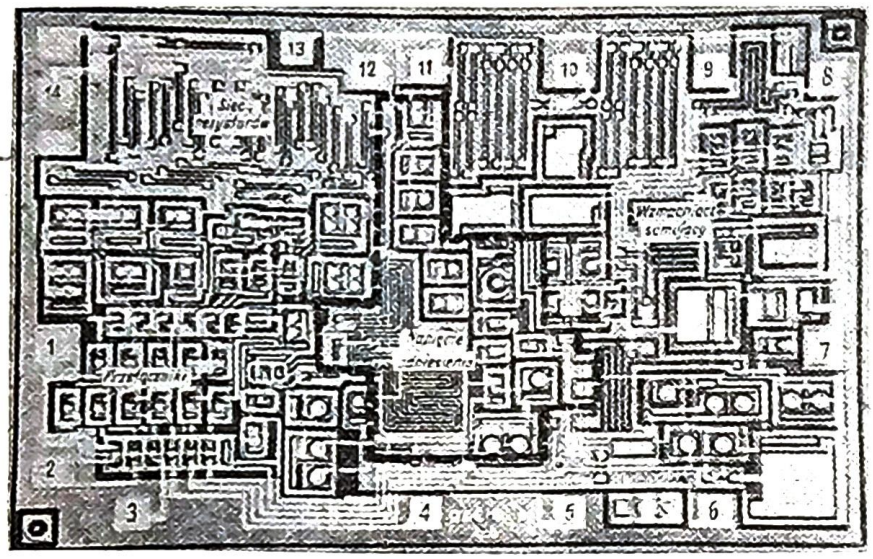
$$U_s = [I_s - (I_x - I_7)]R_F$$

gdzie R_F jest całkowitą rezystancją sprzężenia zwrotnego wzmacniacza. Napięcie wyjściowe, równe $U_{wy\,max}/2$, otrzymuje się wówczas, gdy różnica prądów I_x i I_7 est równa:

$$I_x - I_7 = \frac{I_{wy\,max}}{2} = I_{MSB} - \frac{I_{LSB}}{2}$$

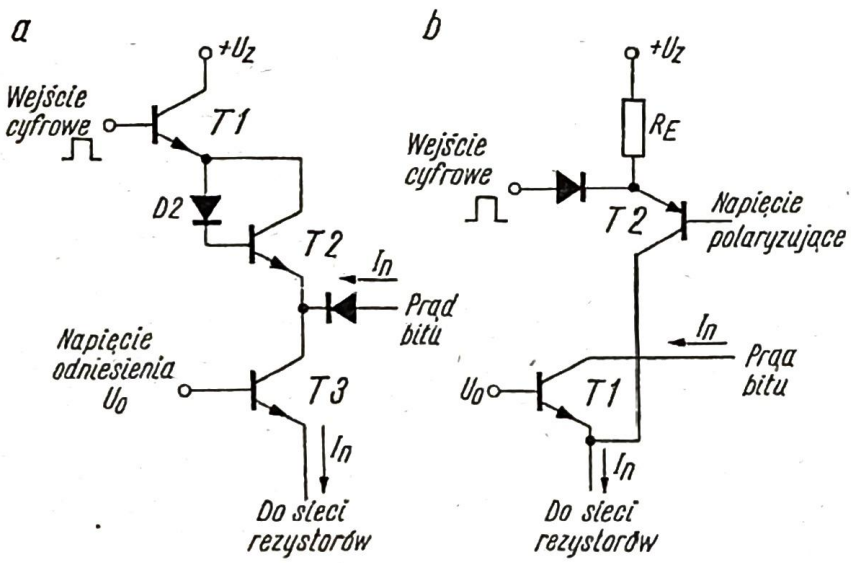
gdzie I_{MSB} jest prądem najbardziej znaczącego bitu, I_{LSB} zaś — prądem najmniej znaczącego bitu. Dobierając $I_x = I_{MSB}$ oraz $I_7 = I_{LSB}/2$, otrzymuje się dwukierunkową zmianę napięcia wyjściowego.

Na rys. 6.10 przedstawiono widok płytki 6-bitowego przetwornika c/a firmy Precision Monolithics. Wzmacniacz sumujący, który ma wewnętrzną kompensację częstotliwościową, ma następujące typowe parametry; $I_B = 100$ μA, $U_{os} =$ $= 7{,}5$ mV, $K = 15\,000$ i $S_{wy} = 30$ V/μs. Parametry całego przetwornika są na-



6.10. Widok płytki 6-bitowego przetwornika c/a firmy Precision Monolithics (w powiększeniu)

stępujące: rozdzielczość 6 bitów, dokładność ±1/2 LSB, maksymalny dryf $8 \cdot 10^{-3}$/°C, $U_{wy\,max}$ od 0 do 10 V, ±5 V lub ±10 V, czas ustalania U_{wy} 1,5 μs, temperaturowy zakres pracy od −55°C do +125°C.

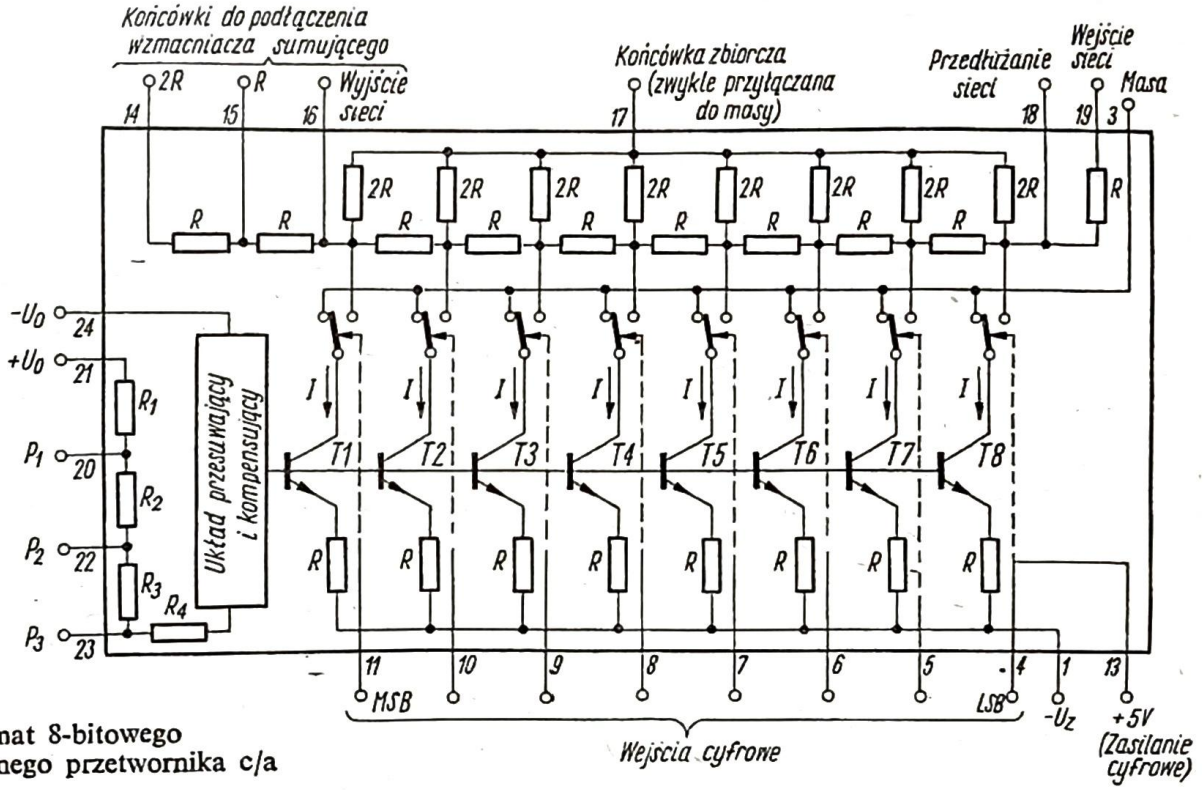


6.11. Przełączniki prądu stosowane w przetwornikach c/a
a — z tranzystorem przełączającym typu *n-p-n*,
b — z tranzystorem przełączającym typu *p-n-p*

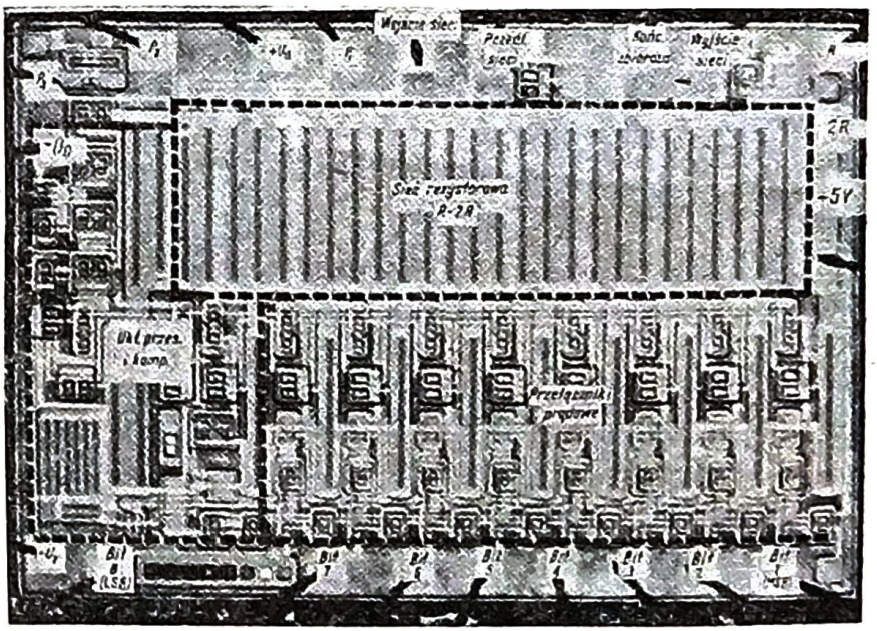
Drugim typowym przykładem przetwornika monolitycznego jest 8-bitowy przetwornik c/a HI-1080 firmy Harris Semiconductor, przedstawiony na rys. 6.12. W tym przypadku nie ma na płytce przetwornika źródła napięcia odniesienia i wzmacniacza sumującego, a więc układy te muszą być przyłączone zewnętrznie.

W 8-bitowym przetworniku c/a zastosowano źródła prądowe ($T1 \div T8$) o jednakowych wartościach prądów, równych I, oraz przełączniki prądowe podobne do przedstawionego na rys. 6.11b. Układ wykonano wykorzystując technikę izolacji dielektrycznej, a tranzystory scalone typu *p-n-p* w przełącznikach

prądowych są typu podłożowego (rzadziej typu bocznego). Układ pracuje zarówno z dodatnim, jak i ujemnym napięciem odniesienia, przy czym nie wykorzystaną końcówkę łączy się z ziemią. Końcówki P_1, P_2 i P_3 służą do dokładnego dobrania pełnego zakresu napięcia wyjściowego. Wewnętrzny układ przesuwania po-



6.12. Schemat 8-bitowego monolitycznego przetwornika c/a



6.13. Widok płytki 8-bitowego przetwornika c/a firmy Harris Semiconductor (w powiększeniu)

ziomu napięcia odniesienia i kompensacji zapewnia odpowiednią polaryzację baz tranzystorów $T1 \div T8$ oraz kompensuje zmiany napięć U_{BE}. Przetwornik c/a z rys. 6.12 ma następujące typowe parametry: rozdzielczość 8 bitów, dokładność

$\pm 1/2$ LSB, maksymalny dryf $2 \cdot 10^{-3}$/°C, czas ustalania U_{wy} 0,75 μs, pobór mocy 450 mW, napięcia zasilające +5 V, −15 V.

Na rys. 6.13 pokazano płytkę 8-bitowego przetwornika c/a firmy Harris Semiconductor.

LITERATURA

6.1. *Libura A. L., Nadachowski M.*: Przetworniki analogowo-cyfrowe, WNT (1973).
6.2. *Hoeschele D. F.*: Analog-to-digital and digital-to-analog conversion techniques, Wiley (1968).
6.3. *Schmid H.*: Electronic analog/digital conversions; van Nostrand Reinhold Co (1970).
6.4. Fairchild: The complete linear book; Application of the μA 722 10-bitcurrent source, p. 562 (1972).
6.5. Katalog firmy Beckman Instruments Ltd.
6.6. *Holtman P.*: The μA 760 — a high speed monolithic voltage comparator; Fairchild Application Note 311 (1972).
6.7. Fairchild: The complete linear book; A minimum component μA 749 voltage-to-frequency converter with 1% accuracy, p. 504 (1972).
6.8. *Flyn A.*: Improving the linearity of voltage-to-frequency converter, Electr. Eng. (April 1973).
6.9. Analog to pulse width converter; Fairchild Applications Brief 51.
6.10. *Grebene A. B.*: Analog integrated circuit design, Van Nostrand Reinhold Company (1972).

7

NADAJNIKI I ODBIORNIKI W LINIACH TRANSMISJI DANYCH

Ogólnie znane marginesy zakłóceń w układach cyfrowych dotyczą transmisji danych na odległości rzędu kilkudziesięciu centymetrów. Bezbłędne przesyłanie danych dłuższymi liniami w obecności istniejących zakłóceń wymaga użycia specjalnych układów do nadawania i odbierania informacji oraz właściwego wyboru linii transmisyjnej. Wymagania dotyczące transmisji danych są szczególnie krytyczne np. w przypadku przesyłania informacji między komputerem i odległym urządzeniem peryferyjnym. Aby zapewnić dużą szybkość transmisji, należy przede wszystkim wyeliminować możliwość odbić sygnałów, co pociąga za sobą konieczność użycia dopasowanej na obu końcach linii przesyłowej. W zależności od długości linii przesyłowej czynnikiem decydującym jest koszt linii oraz jej instalacji.

W przypadku krótkiej linii przesyłowej można zaakceptować zastosowanie kabla współosiowego, lecz przy większych odległościach byłoby to rozwiązaniem zbyt kosztownym i dlatego zaleca się stosowanie linii tańszej, np. telefonicznej lub linii symetrycznej. Do nadawania i odbierania sygnałów w liniach transmisyjnych opracowano układy, które najczęściej mają cechy zarówno analogowe, jak i cyfrowe i noszą nazwy: n a d a j n i k (line driver) i o d b i o r n i k (line receiver). Zazwyczaj wejście odbiornika stanowi wzmacniacz różnicowy, charakteryzujący się dużym współczynnikiem tłumienia sygnału nieróżnicowego (wspólnego). Następne stopnie zapewniają właściwą polaryzację i poziom sygnału wyjściowego. Nadajnik ma na swych dwu wyjściach niezależne źródła prądowe sterowane cyfrowym sygnałem wejściowym. Istnieje możliwość blokady obu źródeł prądowych niezależnie lub jednocześnie.

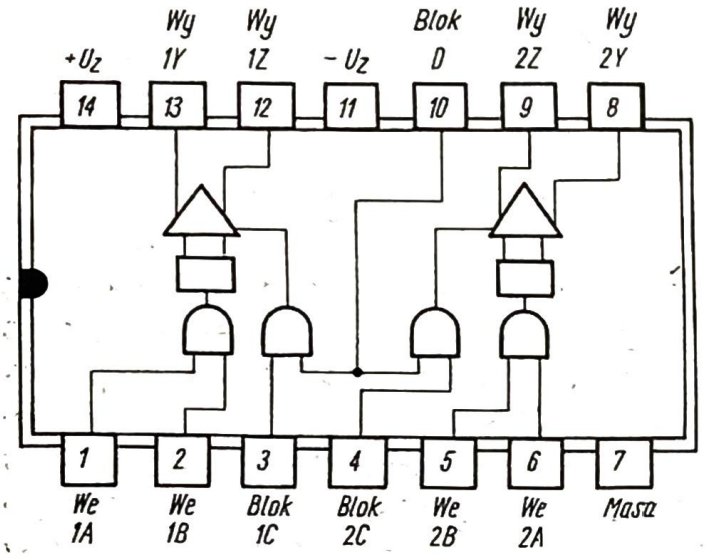
Przykładami tego typu układów są układy serii SN 75107/75108/75109/75110 firmy Texas Instruments, które zostaną tu szczegółowo omówione. Są to układy przeznaczone do zastosowania na symetrycznych liniach przesyłowych o długości kilkaset metrów, do realizacji transmisji danych z dużą szybkością.

Należy zaznaczyć, że maksymalna częstotliwość przesyłania danych (szybkość pracy) zależy od typu zastosowanego układu scalonego i długości linii przesyło-

wej. Przy liniach o długości kilkudziesięciu metrów maksymalna częstotliwość transmisji jest rzędu 20 MHz (patrz tablica 7.3).

7.1
NADAJNIK LINII

Układy scalone typu SN 75109 oraz SN 75110 (rys. 7.1) zawierają dwa niezależne, identyczne nadajniki ze wspólnym zasilaniem i masą. Podstawowa różnica między tymi typami polega na wartości prądu wyjściowego. W układzie SN 75109



7.1. Układ scalony SN 75109 lub SN 75110

prąd wyjściowy wynosi 6 mA, w układzie SN 75110 natomiast 12 mA. Wyprowadzenie końcówek w 14-końcówkowej, ceramicznej lub plastykowej obudowie dwurzędowej dla obu tych układów jest identyczne. Schemat ideowy układu nadajnika przedstawiono na rys. 7.2.

Każdy nadajnik składa się ze stopnia wejściowego, reagującego na poziomy TTL, układu zmiany poziomu oraz różnicowego stopnia wyjściowego ze źródłem prądowym. Stopnie wyjściowe mogą być niezależnie blokowane za pomocą sygnałów wejściowych blokady. Przewidziano także wspólną blokadę dla obu nadajników, która działa na nie jednocześnie.

STOPIEŃ WEJŚCIOWY (rys. 7.3). Na wejściu układu znajduje się tranzystor wieloemiterowy *T1*. Poziom niski na wejściu *A* lub *B* powoduje przepływ prądu przez diodę emiterową i nasycenie tranzystora *T1*. Napięcie na bazie tranzystora *T2* (punkt *C*) jest równe sumie napięcia wejściowego i napięcia kolektor-emiter tranzystora *T1*:

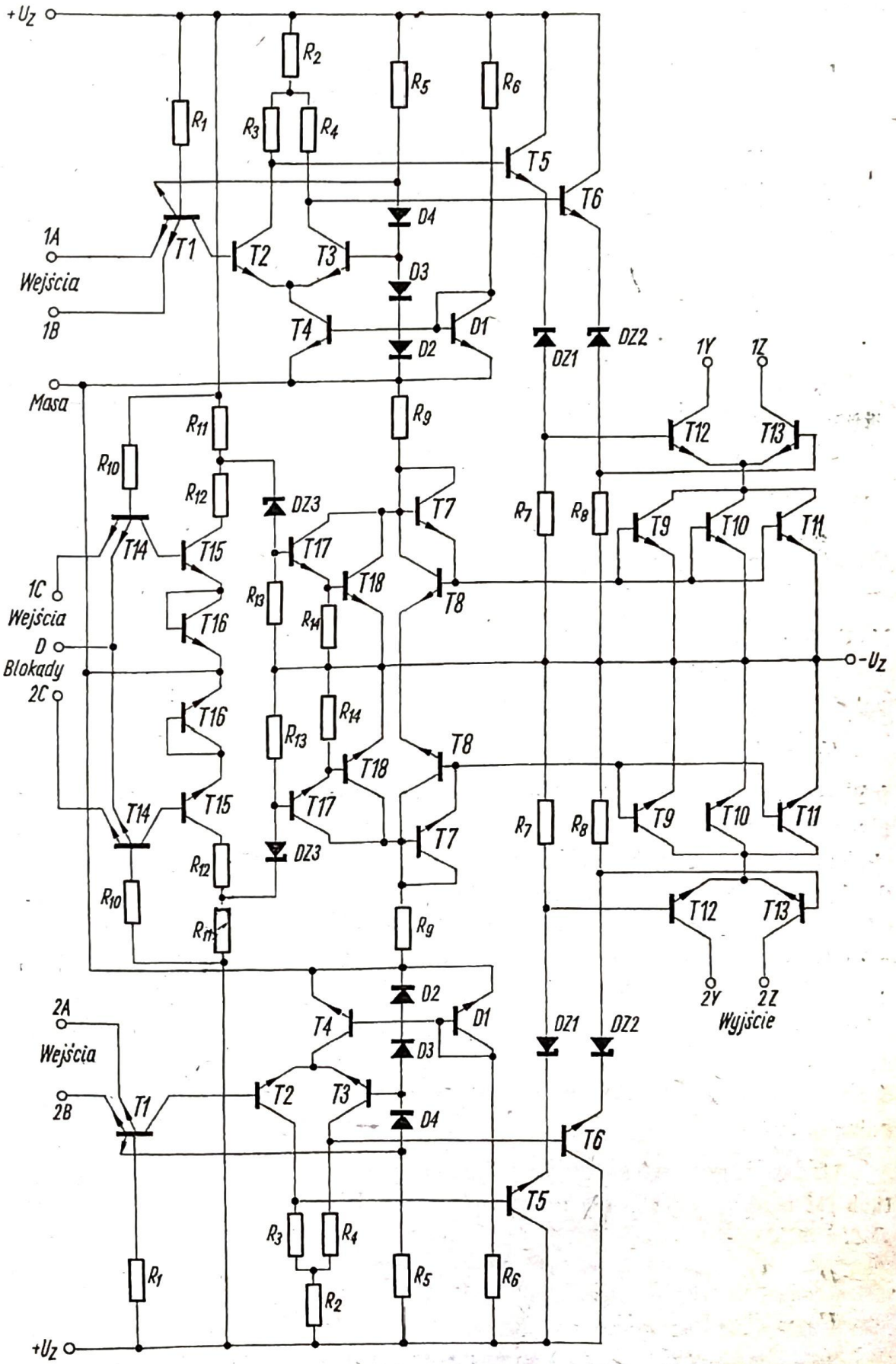
$$U_C = U_{we} + U_{CEnas1}$$

Napięcie na bazie tranzystora *T3* (punkt *D*) jest równe spadkowi napięcia na diodach *D2* i *D3*

$$U_D = 2U_{BE}$$

Jeśli napięcie U_D jest większe od U_C, to tranzystor *T3* przewodzi, *T2* zaś jest zablokowany. Prowadzi to do następujących rezultatów:

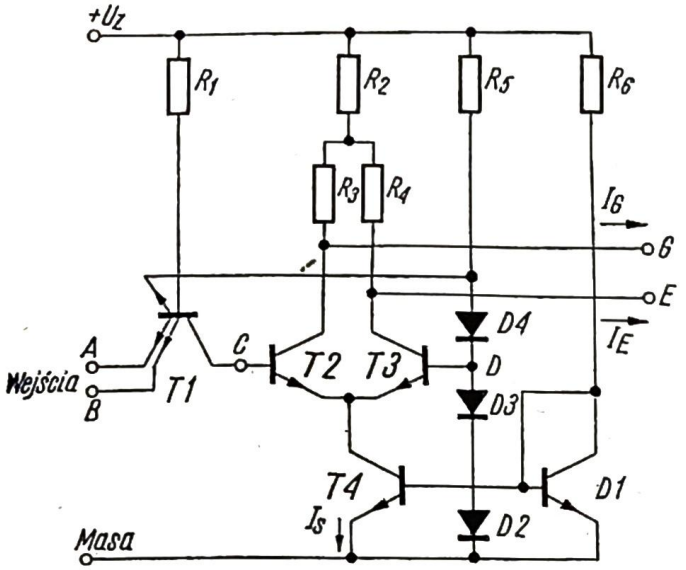
$$U_E = U_Z - (R_2 + R_4)(I_S + I_E)$$
$$U_G = U_Z - (R_2 + R_3)I_G$$



7.2. Schemat ideowy układu nadajnika

gdzie I_E i I_G są prądami wpływającymi do następnego stopnia, I_S zaś jest prądem dostarczonym przez źródło prądowe, składające się z elementów *T4*, *D1* i R_6

$$I_S = \frac{U_Z - U_{FD1}}{R_6} = 1{,}4 \text{ mA (typowa wartość)}$$



7.3. Schemat ideowy stopnia wejściowego nadajnika

Napięcia U_E i U_G zamieniają się praktycznie wartościami wówczas, gdy U_C będzie większe od U_D. Napięcie w punkcie *C* dzięki układowi diod *D2*, *D3* i *D4* nie wzrośnie nigdy powyżej napięcia przylegania:

$$U_C = U_{FD2} + U_{FD3} + U_{FD4} + U_{CEnas1}$$

Jeśli napięcie wejściowe *A* i *B* wzrośnie powyżej poziomu przylegania, to prąd płynący przez złącze baza-emiter tranzystora *T1* maleje, gdyż złącze to staje się spolaryzowane zaporowo. Tranzystor *T1* nie jest jednak zablokowany jak w standardowej bramce, lecz pozostaje w rejonie nasycenia, gdyż jeden z emiterów — włączony między R_5 i *D4* — zostaje spolaryzowany przepustowo. Jak z tego wynika, wejście nadajnika ma logiczny próg napięciowy o wartości około 2 U_{BE}, a stopień różnicowy, składający się z tranzystorów *T2* i *T3*, pracuje zasadniczo jako przełącznik. Na rys. 7.4 podano charakterystykę przejściową nadajnika. Ponieważ próg logiczny ma wartość zbliżoną do wartości progowej TTL, nadajnik ma na wejściu taki sam dopuszczalny margines szumów jak konwencjonalne bramki.

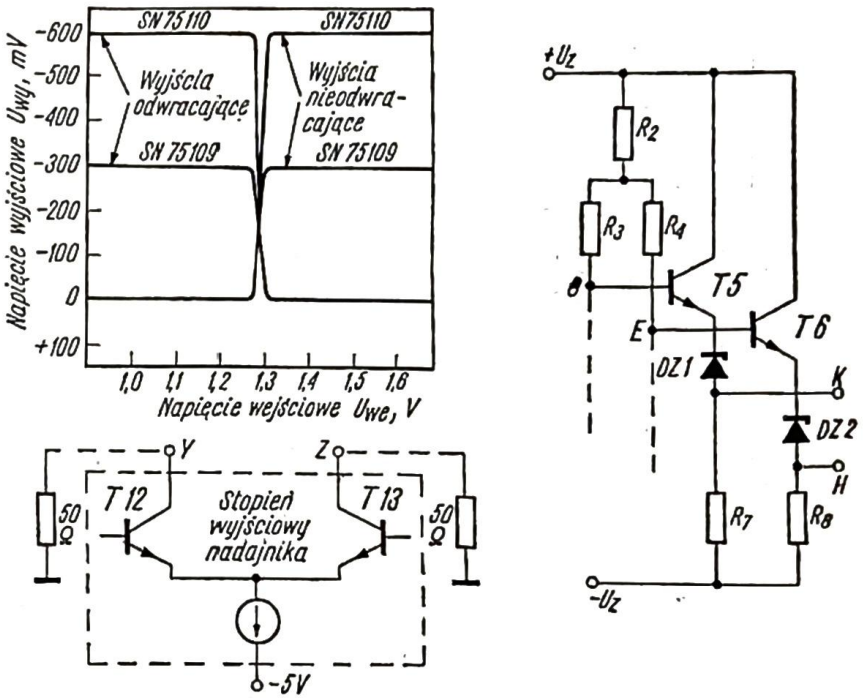
Układ zmiany poziomów (rys. 7.5). Obliczone poprzednio napięcia w punktach *E* i *G* są w tym stopniu przesunięte w dół dzięki zastosowaniu diod Zenera *DZ1* i *DZ2*

$$U_K = U_G - U_{BE5} - U_{S1}$$

$$U_H = U_E - U_{BE6} - U_{S2}$$

Tranzystory *T5* i *T6*, diody *DZ1* i *DZ2* oraz rezystancje R_7 i R_8 są w układzie starannie dobrane, aby napięcie różnicowe między punktami *H* i *K* było bliskie nominalnej wartości 1 V.

STOPIEŃ WYJŚCIOWY (rys. 7.6). Różnicowe napięcie w punktach H i K jest wystarczająco duże, aby przełączać parę tranzystorów *T12* i *T13*. Jeśli napięcie U_K jest większe od U_H, tranzystor *T12* przewodzi, *T13* zaś pozostaje zablokowany.



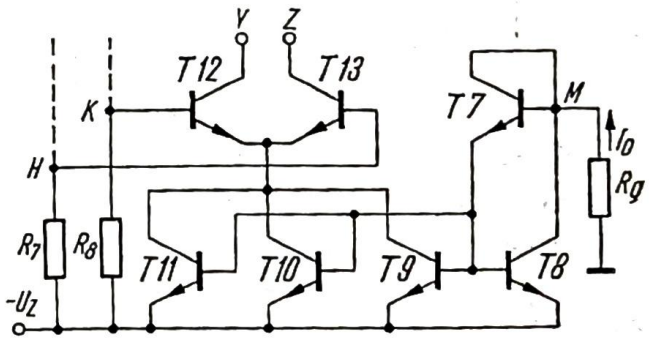
7.4. Charakterystyka przejściowa nadajnika

7.5. Schemat układu zmiany poziomów nadajnika

Tranzystor *T12* przewodzi prąd $I_S = 3I_0$, dostarczony przez źródło prądowe zbudowane z elementów *T7*, *T8*, *T9*, *T10*, *T11* i R_9. Punkt M na rysunku ma potencjał o $2U_{BE}$ wyższy w stosunku do $-U_Z$, co powoduje, że prąd płynący przez rezystancję R_9 ma wartość:

$$I_0 = \frac{2U_{BE} + U_Z}{R_9}$$

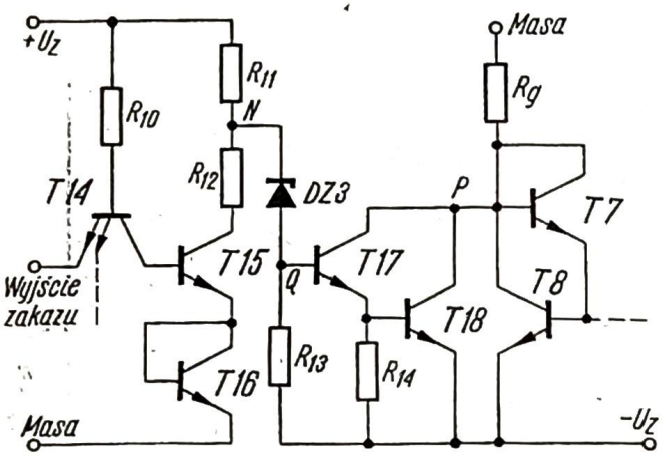
Dla obwodu SN 75110 prąd I_0 ma wartość 4 mA, co daje prąd wyjściowy 12 mA.



7.6. Schemat stopnia wyjściowego nadajnika

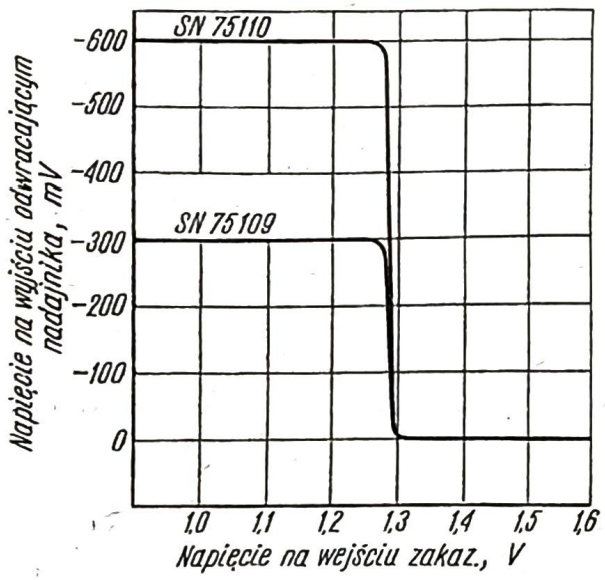
UKŁAD BLOKADY (rys. 7.7). Jak wcześniej wspomniano, zadaniem tego układu jest blokada funkcji nadajnika. Jeśli wejścia emiterowe tranzystora *T14* są na wysokim potencjale, tranzystor ten jest zablokowany i przez złącze baza-kolektor jest sterowany tranzystor *T15*. Tranzystor ten nasyca się i prąd płynący przez R_{11} i R_{12} obniża potencjał punktu N. Potencjał ten, przesunięty za pomocą diody Zenera *DZ3*, powoduje zablokowanie tranzystorów *T17* i *T18*, które

w tym stanie nie wpływają na prąd wyjściowy nadajnika. Doprowadzenie niskiego napięcia do wejścia układu blokady powoduje nasycenie tranzystora wejściowego *T14*. Tranzystory *T15* i *T16* są teraz zablokowane i potencjał punktu *N* jest wysoki. Po przesunięciu poziomu przez diodę *DZ3* powoduje on przewodzenie



7.7. Schemat układu blokady nadajnika

tranzystorów *T17* i *T18*, które przejmują prąd z R_9. Potencjał punktu *P* jest na tyle niski, że tranzystory *T7* i *T8*, stanowiące elementy wyjściowego źródła prądowego, są zablokowane i prąd wyjściowy nie może płynąć.



7.8. Zależność napięcia wyjściowego nadajnika od napięcia doprowadzonego do wejścia blokującego

Na rys. 7.8 przedstawiono wpływ napięcia wejściowego układu blokady na poziom wyjściowy układu nadajnika. W stanie zablokowanym impedancja wyjściowa nadajnika jest duża i powoduje bardzo małe obciążenie linii. Prąd

TABELA STANÓW UKŁADU NADAJNIKA — Tablica 7.1

Wejścia danych		Wejścia blokady		Wyjścia	
A	*B*	*C*	*D*	*Y*	*Z*
x	x	L	x	H	H
x	x	x	L	H	H
L	x	H	H	L	H
x	L	H	H	L	H
H	H	H	H	H	L

wpływający do wyjścia jest wówczas mniejszy od 30 μA. Czas propagacji układu nadajnika wynosi 9 μs. Tablica 7.1 przedstawia stany dla funkcji logicznych spełnianych przez układ nadajnika (L — stan niski, H — stan wysoki).

7.2
ODBIORNIK LINII

Układy scalone SN 75107 oraz SN 75108 zawierają dwa niezależne, identyczne odbiorniki różnicowe ze wspólnym źródłem prądowym, napięciem zasilania oraz masą.

Odbiornik SN 75107 ma wyjście aktywne z poziomami TTL w układzie dwutranzystorowym (pull up), odbiornik SN 75108 zaś ma wyjście z otwartym kolektorem, co umożliwia realizację funkcji W-OR wraz z innymi układami o podobnych wyjściach. Wyprowadzenie końcówek pokazano na rys. 7.9, natomiast schemat ideowy układu odbiornika — na rys. 7.10.

Każdy odbiornik składa się z różnicowego wzmacniacza wejściowego, który zapewnia dużą rezystancję wejściową, układu przesuwania poziomu, drugiego stopnia wzmacniacza różnicowego, który poprawia współczynnik tłumienia sygnału nieróżnicowego, oraz typowego w układach TTL stopnia wyjściowego.

Układ bramkowania (strob) umożliwia ustalenie na wyjściu poziomu wysokiego, niezależnie od sygnału wejściowego odbiornika. Strobowany może być każdy odbiornik indywidualnie lub też obydwa jednocześnie.

Różnicowy stopień wejściowy. Na rys. 7.11 pokazano wejściowy stopień odbiornika. Zasadniczo układ pracuje jako przełącznik. Jeśli potencjał U_A jest większy od U_B, to tranzystor *T1* przewodzi, *T2* zaś jest zablokowany. Wówczas:

$$U_D = U_Z - R_1(I_S + I_D) \approx 3{,}9 \text{ V}$$

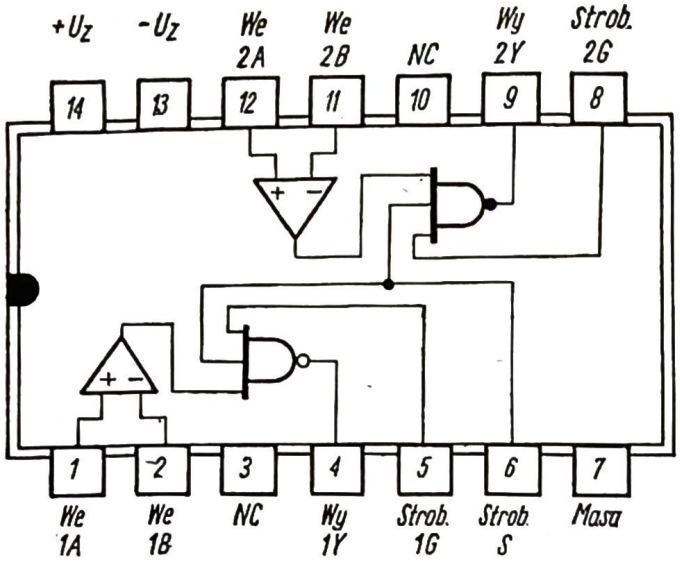
$$U_E = U_Z - R_2 I_E \approx 5{,}0 \text{ V}$$

Napięcia te zamieniają się wartościami, gdy U_B jest większe od U_A. Aby zabezpieczyć tranzystory *T1* i *T2* przed wejściem w nasycenie, napięcie dowolnego z wejść względem masy nie powinno przekroczyć wartości +3,9 V. Potencjał punktu *C* jest wyższy od $-U_Z$ o wartość U_{BE} (typowo −4,2 V). Dlatego też, aby nie dopuścić do nasycenia źródła prądu *T3*, napięcia wejściowe U_A i U_B nie mogą być jednocześnie niższe od −3,5 V względem masy.

Uwzględniając najgorsze warunki zalecany zakres zmian napięcia wspólnego na obu wejściach wynosi ±3 V względem masy. Wejściowy prąd polaryzujący ma typową wartość 30 μA. Jest on określony przez stosunek prądu I_S do h_{FE} wejściowych tranzystorów *T1* lub *T2*:

$$I_{B1} = \frac{I_S}{h_{FE1}} \quad \text{lub} \quad I_{B2} = \frac{I_S}{h_{FE2}}$$

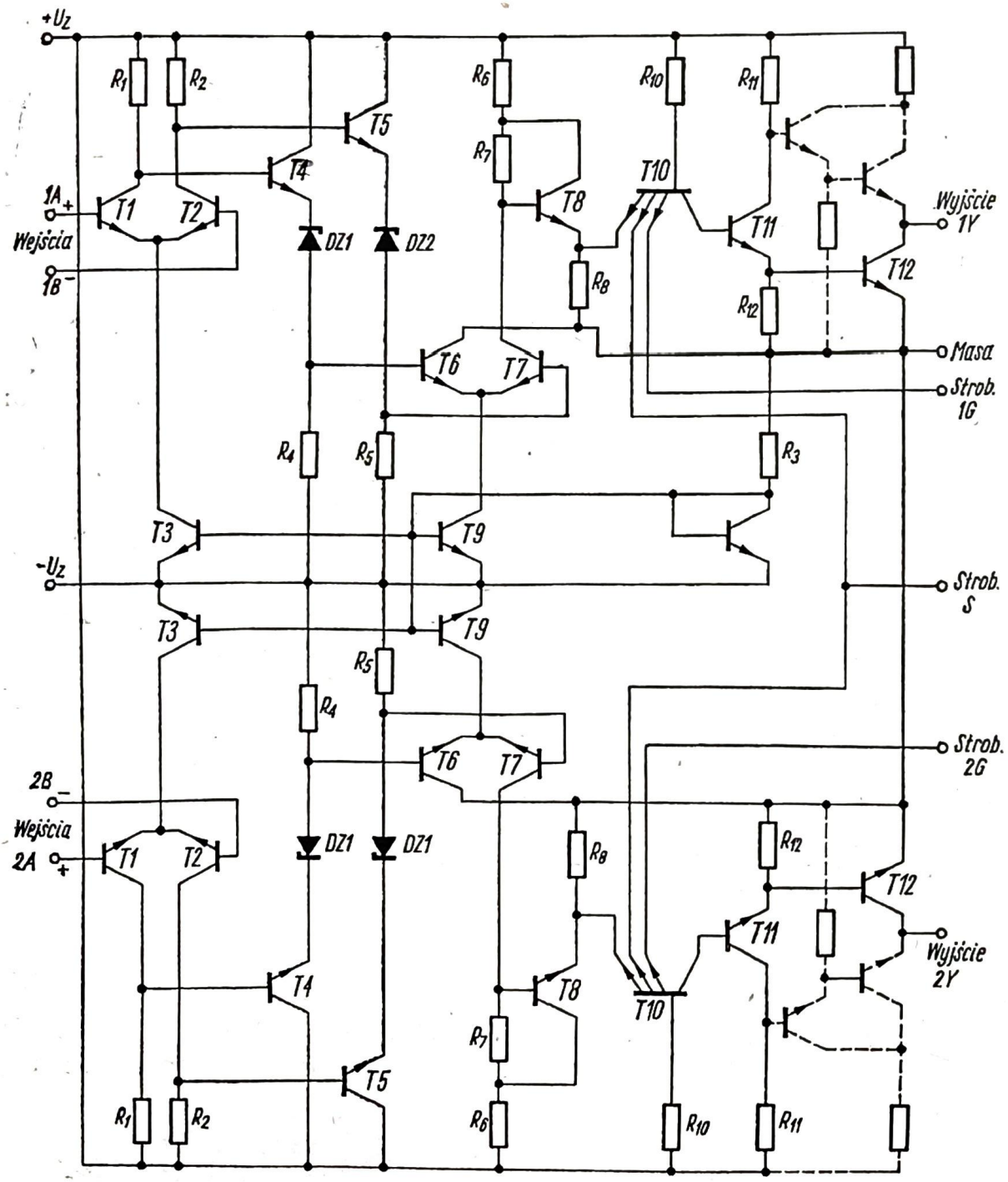
Rezystancja wejściowa odbiornika wynosi typowo 5 kΩ. Włączenie odbiornika do linii transmisyjnej wnosi bardzo małe obciążenie, co umożliwia dołączenie do linii jednocześnie wielu odbiorników w celu utworzenia specjalnego systemu transmisyjnego.



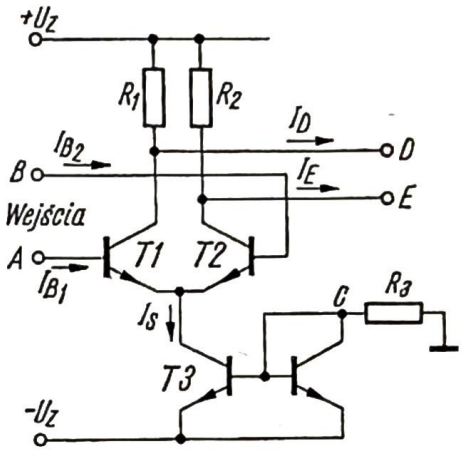
7.9. Układ scalony SN 75107 lub SN 75108

7.10. Schemat ideowy układu odbiornika

Elementy oznaczone liniami przerywanym i zna duja się tylko w układach N 55107 i SN 75107



Układ przesuwania poziomów. Na rys. 7.12 przedstawiono drugi stopień układu odbiornika. Zadaniem tego stopnia jest przesunięcie poziomów napięć otrzymywanych ze stopnia wejściowego w punktach *D* i *E*. Przesunięcia te do-



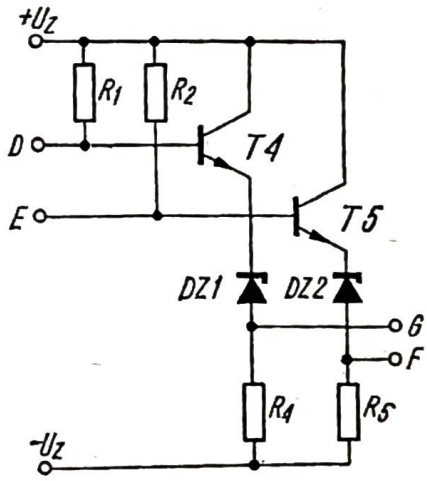
7.11. Schemat różnicowego stopnia wejściowego odbiornika

konywane są za pośrednictwem tranzystorów *T4* i *T5* oraz diod Zenera *DZ1* i *DZ2*. Jeśli napięcie U_A jest większe od U_B, to napięcia U_D i U_E ulegają przesunięciu w dół do poziomów:

$$U_F = U_D - U_{BE4} - U_{S1}$$

$$U_G = U_E - U_{BE5} - U_{S2}$$

Przesunięcia poziomów uzyskane za pomocą tranzystora *T4* i diody *DZ1* oraz *T5* i *DZ2* są starannie dobrane, aby otrzymać wyjściowe napięcie różnicowe o nominalnej wartości 1 V. Moduł tego napięcia różnicowego nie ulega zmianie w przypadku, gdy U_B jest większe od U_A.



7.12. Schemat układu przesuwania poziomów w odbiorniku

Drugi stopień wzmacniacza różnicowego. Schemat drugiego stopnia wzmacniacza różnicowego w układzie odbiornika pokazano na rys. 7.13. Stopień ten pracuje także jako przełącznik. Kiedy tranzystor *T6* przewodzi, *T7* jest zablokowany i napięcie na bazie *T8* jest wystarczająco duże, aby tranzystor *T8* przewodził:

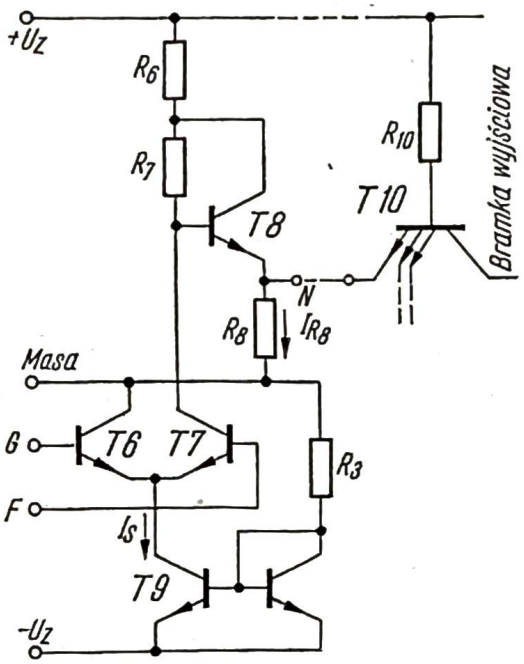
$$U_{CE8} = R_7 \cdot I_{B8} + U_{BE8} = 1 \text{ V}$$

$$U_N = R_8 \cdot I_{R8}$$

gdzie:

$$I_{R8} = \frac{U_Z - U_{CE8}}{R_6 + R_8}$$

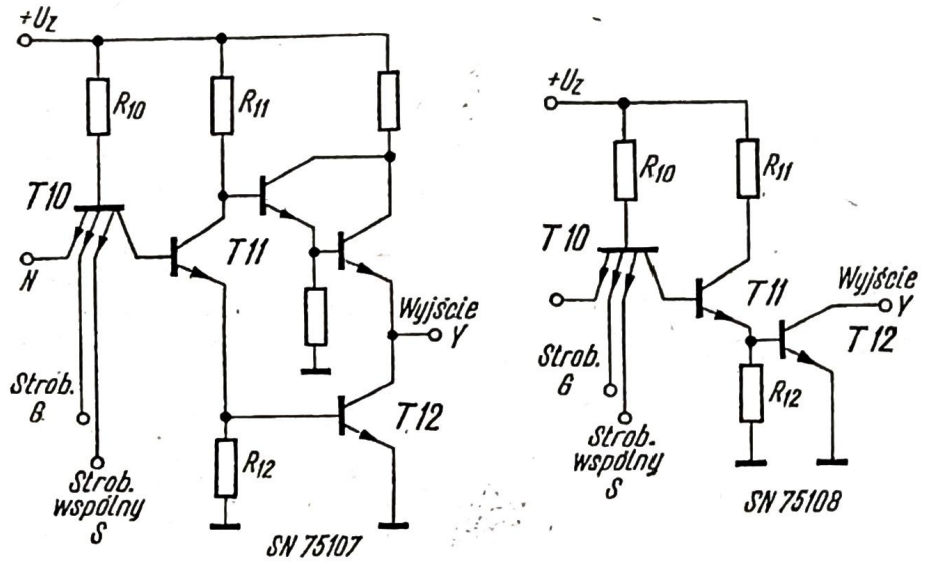
w wyniku czego napięcie wyjściowe tego stopnia ma wartość logicznej jedynki i jest równe około 2,5 V. W tej sytuacji przez złącze baza-emiter tranzystora *T10* prąd nie płynie. Natomiast jeśli tranzystor *T6* jest zablokowany, *T7* prze-



7.13. Drugi stopień wzmacniacza różnicowego w odbiorniku

wodzi prąd I_S o wartości około 1,1 mA i napięcie bazy tranzystora *T8* wynosi $U_Z - (R_6 + R_7)I_S \approx 0$ V. Tranzystor *T8* pozostaje zablokowany. Niskie napięcie w punkcie *N* umożliwia przepływ prądu przez złącze baza-emiter tranzystora *T10*. Rezystory R_8 i R_{10} tworzą dzielnik napięciowy, w wyniku czego napięcie wyjściowe z tego stopnia ma poziom logicznego zera i wynosi:

$$U_N = (U_Z - U_{BE10})\frac{R_8}{R_8 + R_{10}} = 0{,}6 \text{ V}$$



7.14. Schemat stopnia wyjściowego odbiornika

STOPIEŃ WYJŚCIOWY. Na rys. 7.14 przedstawiono dwie wersje stopnia wyjściowego. Pierwsza z nich jest zastosowana w układzie odbiornika SN 75107, druga zaś — w odbiorniku SN 75108. Bramka wyjściowa w układzie SN 75107 ma standardowe wyjście aktywne o normalnych wartościach $U_{wy(1)} = 3{,}35$ V przy $I_{wy(1)} = -0{,}5$ mA oraz $U_{wy(0)} = 0{,}24$ V przy $I_{wy(0)} = 20$ mA. Bramka wyjściowa w układzie SN 75108 ma otwarty kolektor o tych samych wartościach $U_{wy(0)}$ oraz $I_{wy(1)} = 3$ μA przy $U_{wy} = 5{,}5$ V. Na wejściu każdego stopnia wyjściowego znajdują się dwa wejścia poziomu strobującego. Odbiornik może zostać zablokowany, jeśli do wejścia indywidualnego lub wspólnego zostanie doprowadzony stan logiczny 0. Czas propagacji odbiornika wynosi 19 ns. Tablica 7.2 przedstawia tabelę stanów dla układu odbiornika.

TABELA STANÓW UKŁADU ODBIORNIKA — Tablica 7.2

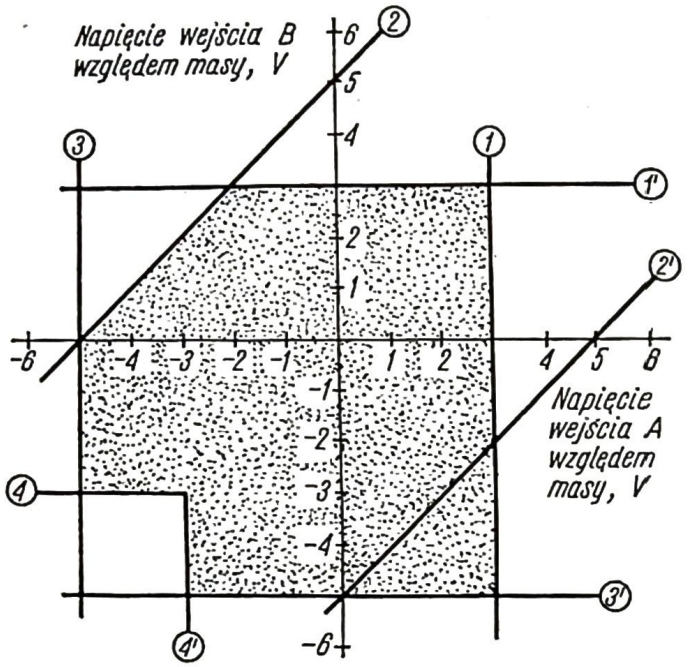
Napięcie różnicowe A—B	Strob G	Strob S	Wyjście Y
$U_R \geqslant 25$ mV	x	x	H
-25 mV $< U_R <$ 25 mV	x	L	H
	L	x	H
	H	H	Nieokreślony
$U_R \leqslant -25$ mV	x	L	H
	L	x	H
	H	H	L

PARAMETRY ODBIORNIKA. Czułość wejściowa jest określona stałym różnicowym napięciem na wejściach odbiornika, jakie jest potrzebne, aby wymusić na wyjściu określony poziom logiczny. Nominalna czułość odbiornika wynosi 3 mV. Tak duża czułość jest przydatna szczególnie wówczas, gdy dane są przesyłane linią długą i sygnały są silnie stłumione. Odbiornik o takiej czułości może także znaleźć zastosowanie jako komparator, wzmacniacz odczytu, dyskryminator napięcia itp. [7.4].

Napięcie nieróżnicowe jest to napięcie, które jest jednocześnie doprowadzane do obydwu wejść odbiornika i mierzone w stosunku do masy. Zalecana wartość tego napięcia zawiera się w granicach ±3 V, co pozwala na stosowanie odbiornika w liniach przesyłowych o średnim poziomie zakłóceń. W warunkach szczególnie dużych zakłóceń napięcia nieróżnicowe mogą osiągać wartości ±15 V i wówczas na wejściach odbiornika powinno się stosować dzielniki rezystorowe, redukujące wartość tego napięcia do zalecanego poziomu. Oczywiście napięcie różnicowe na wejściu odbiornika wówczas także maleje. Dzielniki rezystorowe celowo nie zostały umieszczone na wejściu odbiornika i projektant może sobie dobrać dzielnik w zależności od konkretnego zastosowania i poziomu zakłóceń. Obecność takich dzielników wpływa niekorzystnie na

czułość wejściową, czas propagacji, a w niektórych przypadkach (w zależności od doboru rezystorów) także na rezystancję wejściową.

Ograniczenia dotyczące napięć wejściowych. Na rysunku 7.15 pokazano obszar bezpiecznych napięć wejściowych, które mogą być



7.15. Obszar bezpiecznych napięć wejściowych odbiornika

przyłożone bezpośrednio na wejścia odbiornika. Obszar ten jest ograniczony przez następujące proste:

1 i *1'* — maksymalny dodatni sygnał na wejściu +3,0 V,
2 i *2'* — maksymalny sygnał różnicowy $A-B$ wynosi 5 V,
3 i *3'* — maksymalny ujemny sygnał na wejściu wynosi −5,0 V,
4 i *4'* — maksymalne wspólne napięcie obu wejść względem masy wynosi ±3,0 V.

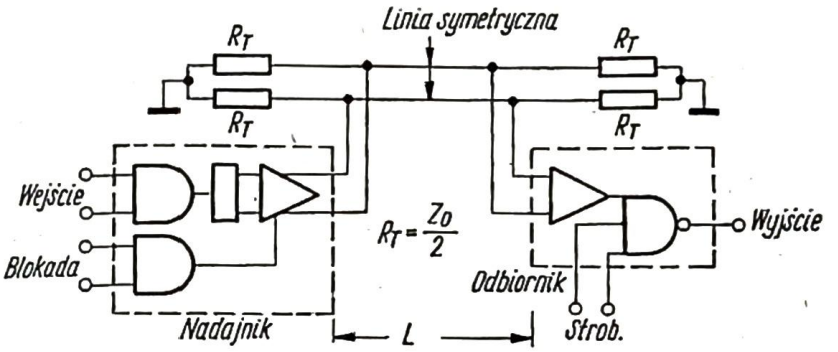
Współrzędne prostokątne dowolnego punktu znajdującego się w zakreskowanym obszarze określają bezpieczne napięcia na wejściach odbiornika. I tak dla przykładu:

1) jeśli sygnał na wejściu *B* wynosi +2 V, to do wejścia *A* można doprowadzić dowolną wartość sygnału z przedziału −3 V, +3 V,
2) jeśli *B* wynosi −2 V, to *A* może przyjmować dowolną wartość z przedziału −5 V, +3 V,
3) jeśli *A* wynosi 0 V, to *B* może przyjmować wartość w przedziale −5 V, +3 V.

7.3 ZASTOSOWANIE NADAJNIKÓW I ODBIORNIKÓW W SYSTEMACH TRANSMISYJNYCH

Układy serii SN 75107/75108/75109/75110 są przeznaczone do szybkiej transmisji danych w systemach, w których jako linia przesyłowa używana jest linia symetryczna, np. współskrętna. Taka linia przesyłowa charakteryzuje się tym,

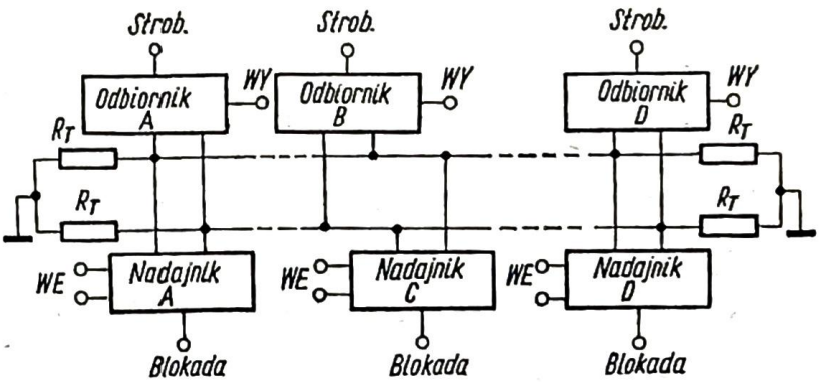
że sygnały zakłócające pojawiają się jednocześnie w obu przewodach. Ponieważ wejście odbiornika reaguje tylko na sygnał różnicowy, więc sygnały zakłóceń traktowane są jako nieróżnicowe (wspólne) i odbiornik je ignoruje. Połączenie między nadajnikiem i odbiornikiem przez wspólną ziemię nie stanowi żadnej części obwodu dla sygnału użytecznego, dzięki czemu system transmisji jest niewrażliwy na prądy błądzące i różnice między potencjałami masy. Specyficzne wyjście układu nadajnika pozwala na zamknięcie linii przesyłowej rezystorem dopasowującym, co z kolei eliminuje odbicia przy szybkiej transmisji. Przesłuchy w sąsiednich liniach przesyłowych są minimalne dzięki małej amplitudzie sygnałów, małej impedancji linii, a także dlatego, że sumaryczny prąd płynący w linii pozostaje stały.



7.16. Podstawowy system transmisyjny z użyciem układów serii SN 75107/75109

Na rys. 7.16 przedstawiono podstawowy system transmisji z użyciem linii symetrycznej. Informacja nadawana jest w linię symetryczną przez wywołanie różnicy napięć na wyjściu nadajnika. Różnica ta powstaje dzięki temu, że prądy wyjściowe nadajnika płyną przez rezystory R_T. Rezystory te są elementami dopasowującymi linię przesyłową do jej impedancji charakterystycznej Z_0. Faza sygnału otrzymanego na wyjściu odbiornika zależy od sposobu dołączenia do linii wyjść nadajnika i wejść odbiornika.

W przypadku gdy trzeba zapewnić niejednoczesną transmisję między wieloma nadajnikami i odbiornikami stosuje się system multipleksowy, oparty na wspólnym wykorzystaniu linii przesyłowej (rys. 7.17). System taki zapewnia

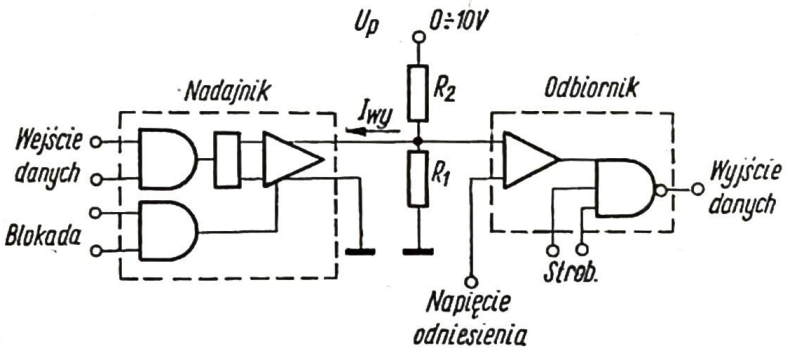


7.17. System transmisyjny zapewniający możliwość wykorzystania wspólnej linii przesyłowej

minimalne koszty związane z instalacją linii przesyłowej oraz wykorzystuje możliwość strobowania odbiornika i możliwość blokowania (zakazu) nadajnika. Kilka nadajników i odbiorników wykorzystuje wspólną linię przesyłową. Jeden

odblokowany nadajnik przesyła dane do wybranych, odblokowanych (strobowanych) odbiorników, podczas gdy pozostałe nadajniki i odbiorniki pozostają zablokowane.

Transmisji danych można także dokonać w systemie wykorzystującym niesymetryczną linię przesyłową. Mimo że linia taka nie ma cech linii symetrycznej, system taki można stosować w przypadku bardzo małych odległości i środowiska z niewielkimi zakłóceniami. W systemie tym logiczny próg na jednym z wejść odbiornika zostaje ustalony za pomocą stałego napięcia odniesienia, a do drugiego wejścia jest dołączona linia przesyłowa.



7.18. System transmisyjny z niesymetryczną linią przesyłową

Napięcie odniesienia powinno być starannie dobrane, tak aby sygnał użyteczny był w stosunku do niego symetryczny i zwykle zawarte jest w przedziale od -3 V do $+3$ V. System z niesymetryczną linią przesyłową przedstawiono na rys. 7.18. W systemie tym jako linię przesyłową należy stosować kabel współosiowy w celu eliminacji zakłóceń i przesłuchów. Dla uzyskania dużej amplitudy sygnału zaleca się stosować jako nadajnik układ SN 75110, który ma większy prąd wyjściowy. Można także łączyć równolegle dwa nadajniki w celu zwiększenia tego prądu. Jedno z wyjść nadajnika jest dołączone do linii, natomiast drugie należy uziemić. Napięcie uzyskane na wyjściu nadajnika można określić z zależności:

$$U_{wy} = (U_p - R_2 I_{wy}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

gdzie I_{wy} jest wydajnością prądową nadajnika. Dobór wartości elementów R_1 i R_2 wpływa na amplitudę sygnału użytecznego oraz na jego poziom względem ziemi.

W rozdziale tym omówione zostały na przykładzie układów SN 75109 i SN 75107 nadajniki i odbiorniki produkowane przez firmę Texas Instruments.

Układy tego typu o podobnych zastosowaniach a różnych parametrach produkują także inne firmy. Firma Fairchild produkuje nadajniki μA 9614, μA 9616, μA 9621, μA 9624, μA 9644 i 75450 oraz odbiorniki μA 9615, μA 9617, μA 9620, μA 9622 i μA 9625. Firma National Semiconductor produkuje nadajniki DM 7820 A/DM 8820 A i DM 7822/DM 8822 oraz odbiornik DM 7830/ /DM 8830.

W tablicy 7.3 i 7.4 zostały zestawione najważniejsze parametry nadajników i odbiorników produkowanych przez firmę Texas Instruments.

ZESTAWIENIE PARAMETRÓW NADAJNIKÓW FIRMY TI — Tablica 7.3

Typ nadajnika	SN 55109 SN 75109	SN 55110 SN 75110	SN 75113	SN 75114	SN 75150	SN 75450 A
Częstotliwość pracy	>10 MHz	> 10 MHz	> 10 MHz	> 10 MHz	10 kHz C_L = = 2500 pF	< 1 MHz
Rodzaj linii przesyłowej	symetr. niesymetr.	symetr. niesymetr.	symetr. niesymetr.	symetr. niesymetr.	niesymetr.	symetr. niesymetr.
Maks. długość linii w metrach	1500	3000	300	300	150	150
Wejście	TTL	TTL	TTL	TTL	TTL	TTL
Wyjście	prądowe	prądowe	napięciowe	napięciowe	napięciowe	prądowe
Możliwość syst. (party line)	tak	tak	tak	tak	nie	tak
Blokada	tak	tak	tak	nie	nie	
Zasilanie	+5 V, −5 V	+5 V, −5 V	+5 V	+5 V	+12 V, −12 V	+5 V

ZESTAWIENIE PARAMETRÓW ODBIORNIKÓW FIRMY TI — Tablica 7.4

Typ odbiornika	SN 55107 A SN 75107 A	SN 55108 A SN 75108 A	SN 55115 SN 75115	SN 75154
Maks. czułość wejściowa	25 mV	25 mV	0,5 V	
Maks. czas przełączania	25 ns	25 ns	50 ns	50 ns
Strob	tak	tak	tak	nie
Wyjście	TTL dwutranzyst.	TTL otw. kolekt.	TTL otw. kolekt. dwutranzyst.	TTL dwutranzyst.
Obciążalność	10	10	10	10
Zasilanie	+5 V, −5 V	+5 V, −5 V	+5 V	+5 V lub +12 V

LITERATURA

7.1. A Texas Instruments application report: Line drivers and receivers SN 55107 Series, Bulletin CA-130.

7.2. *Altman L.*: Bridging the analog and digital worlds with linear IC's, Electronics, June 5 (1972).

7.3. Texas Instruments: The integrated circuits catalog for design engineers. First edition.

7.4. *Kalisz J., Orzechowski T., Radecki P., Wlecial A.*: Cyfrowe układy scalone TTL i ich zastosowanie, PTJ, Seria: Aparatura i technika pomiarowa nr 64 (491) (1971).

8

PRZEŁĄCZNIKI ANALOGOWE

Przełączanie sygnałów analogowych (napięć i prądów) z dużą dokładnością i szybkością jest warunkiem poprawnego działania wielu układów czy też całych systemów elektronicznych. Elementy służące do tego celu nazywają się przełącznikami analogowymi.

Do najważniejszych zastosowań przełączników analogowych należą: układy próbkujące z pamięcią, przetworniki analogowo-cyfrowe i cyfrowo-analogowe, systemy wielokanałowej transmisji danych, układy zdalnego programowania źródeł zasilania i generatorów, systemy wielokanałowej rejestracji i sterowania itd.

8.1
RODZAJE PRZEŁĄCZNIKÓW ANALOGOWYCH

Stosowane są przełączniki analogowe jednokanałowe i wielokanałowe. Przełącznik analogowy jednokanałowy (analog switch) ma jedno wejście i wyjście dla sygnałów analogowych i jedno wejście dla sygnałów sterujących. Przełącznik w stanie włączenia powinien mieć małą rezystancję R_{wl} wejście-wyjście, jak najmniejsze napięcie resztkowe U_r, rezystancję R_{wl} niezależną od poziomu napięcia sygnału, brak oddziaływania między wejściem sterującym a wejściem i wyjściem analogowym. W stanie wyłączenia pożądana jest jak największa rezystancja R_{wyl} i jak najmniejsza pojemność przełącznika między wejściem i wyjściem analogowym. Dalsze parametry — to duża szybkość przełączania (mały czas włączania i wyłączania), dobra stabilność cieplna i długoczasowa rezystancji R_{wl} i R_{wyl} oraz napięcia resztkowego, a także jak największa liczba włączeń.

Przełącznik analogowy wielokanałowy (analog multiplexer) zawiera dwa lub więcej przełączników jednokanałowych z osobnymi wejściami i najczęściej z jednym wyjściem, przy czym każdy z przełączników

może być sterowany z oddzielnego wejścia sterującego. Oczywiście każdy kanał przełączający powinien mieć wyżej wymienione parametry przełącznika jednokanałowego. Kanały nie mogą wzajemnie oddziaływać na siebie w przypadku wyjść niezależnych, zarówno pod względem przenoszonych sygnałów, jak i sygnałów sterujących.

Stosowane są dwa rodzaje przełączników analogowych: mechaniczne i elektroniczne (półprzewodnikowe).

Przełączniki mechaniczne, takie jak kontaktrony, przekaźniki rtęciowe i inne, charakteryzują się dużą dokładnością, gdyż mają znikomo małe napięcie resztkowe, rezystancją $R_{wł}$ rzędu dziesiątek miliomów, natomiast rezystancją $R_{wył}$ rzędu setek lub więcej megaomów. Niestety zasięg ich stosowania jest ograniczony ze względu na duże czasy przełączania (rzędu milisekund lub więcej), dość dużą moc potrzebną do przełączania (od około 10 mW do kilku watów) oraz stosunkowo małą liczbę włączeń (rzędu setek tysięcy lub kilku milionów).

Przełączniki elektroniczne (półprzewodnikowe), choć nieco mniej dokładne od mechanicznych, są powszechnie stosowane dzięki dużej szybkości i łatwości przełączania oraz małym wymiarom. Przełączniki półprzewodnikowe dzielą się na bipolarne — gdzie podstawowym elementem przełączającym jest tranzystor bipolarny *n-p-n* lub *p-n-p*, oraz unipolarne — gdzie elementem podstawowym przełączającym może być tranzystor polowy złączowy (J-FET) lub tranzystor polowy z bramką izolowaną (MOSFET).

Przełączniki analogowe zbudowane na tranzystorach bipolarnych pracujących zwykle w połączeniu inwersyjnym (ze względu na mniejsze napięcia resztkowe) są dobrze znane [8.1], [8.2] i obecnie bardzo rzadko stosowane. Typowe parametry przełącznika bipolarnego są następujące: rezystancja $R_{wł}$ od około 10 Ω do 20 Ω, rezystancja $R_{wył}$ rzędu kilku megaomów, napięcie resztkowe od około 0,2 mV do 10 mV (spowodowane istnieniem złączy *p-n* na drodze od kolektora do emitera), czas przełączania od około 0,1 μs do 10 μs i praktycznie nieograniczona liczba włączeń (dotyczy to wszystkich przełączników półprzewodnikowych).

Znacznie większe znaczenie praktyczne mają obecnie przełączniki unipolarne, szczególnie z tranzystorami polowymi złączowymi o kanale typu *N* i tranzystorami polowymi MOS o kanale typu *P*, pracującymi na zasadzie wzbogacania nośników w kanale (z kanałem wzbogacanym). Przełączniki unipolarne są zwykle sterowane układami zbudowanymi z tranzystorów bipolarnych. Oprócz przełączników unipolarnych zbudowanych z elementów dyskretnych, coraz częściej są stosowane jedno- i wielokanałowe przełączniki scalone — głównie monolityczne. Przełączniki analogowe monolityczne są produkowane przy wykorzystaniu tranzystorów polowych złączowych, tranzystorów polowych o kanale typu *P*, pracujących na zasadzie wzbogacania, i ostatnio — układów komplementarnie-symetrycznych typu MOS, zwanych również układami COS-MOS lub C-MOS.

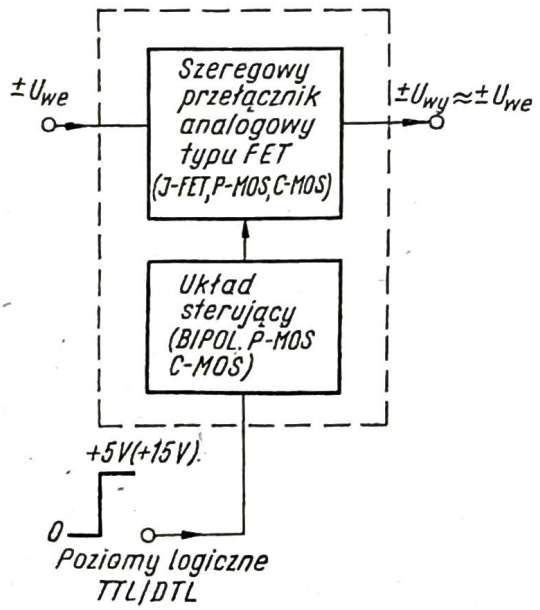
Niniejszy rozdział jest poświęcony wyłącznie przełącznikom analogowym unipolarnym, które — przy obecnym stanie mikroelektroniki — mają właści-

wości bardzo zbliżone do przełączników idealnych. Technologia ich wykonania w porównaniu z tranzystorami bipolarnymi jest znacznie prostsza, a powierzchnia tranzystora polowego jest od trzech do czterech razy mniejsza. Jednocześnie duża niezawodność, mały koszt produkcji i możliwa duża gęstość upakowania pozwalają na uzyskanie układów bardzo złożonych. Wprowadzanie nowych metod technologicznych pozwala na stałe zwiększanie szybkości działania przełączników analogowych z tranzystorami polowymi.

8.2
PRZEŁĄCZNIKI ANALOGOWE UNIPOLARNE

Przełączniki analogowe unipolarne mają kilka zasadniczych zalet w porównaniu z innymi przełącznikami, a mianowicie:

— napięcie resztkowe równe zero (co wiąże się z brakiem złączy *p-n* na drodze dren-źródło tranzystorów polowych),
— są sterowane napięciowo i prawie nie pobierają mocy do przełączania (nie obciążają źródła sygnału sterującego),
— stosunkowo mała rezystancja przy włączeniu ($R_{wł}$ od około kilkunastu do kilkuset omów),
— bardzo duża rezystancja przy wyłączeniu, praktycznie równa rezystancji przy rozwarciu ($R_{wył}$ rzędu 10^9 Ω do 10^{12} Ω, prądy upływowe zaś — od kilkudziesięciu pikoamperów do około 10 nA),
— dobre odizolowanie sygnałów analogowych od sygnałów sterujących,
— stosunkowo krótki czas przełączania (od około kilkudziesięciu nanosekund do kilku mikrosekund).



8.1. Schemat blokowy przełącznika analogowego unipolarnego

Schemat blokowy szeregowego przełącznika analogowego unipolarnego z układem sterującym przedstawiono na rys. 8.1. Napięcie wejściowe $\pm U_{we}$ jest przesyłane na wyjście przez przełącznik unipolarny, którym może być tran-

zystor polowy złączowy (J-FET), tranzystor polowy *P*-kanałowy typu MOS (P-MOS) lub układ komplementarny typu MOS (C-MOS). Przełącznik jest przełączany za pomocą specjalnego układu sterującego, który może być układem zewnętrznym lub umieszczonym na tej samej płytce podłoża monolitycznego co przełącznik. Układ sterujący ma wejście dostosowane do poziomów logicznych cyfrowych układów scalonych TTL lub DTL, na wyjściu zaś musi mieć poziomy wymagane do sterowania przełącznika analogowego.

8.2.1 PRZEŁĄCZNIKI ANALOGOWE Z TRANZYSTORAMI POLOWYMI ZŁĄCZOWYMI (J-FET)

Tranzystory polowe złączowe są bardzo dobrymi przełącznikami analogowymi. Dają małe rezystancje R_{wl} (maks. 30 Ω), mają duży stosunek $R_{wył}/R_{wl}$ (rzędu 10^9), małe prądy upływowe (mniejsze od 100 pA przy 25°C) i są dość szybkie (czasy przełączania rzędu 100 ns). W porównaniu z przełącznikami z tranzystorami polowymi typu MOS mają tę zaletę, że rezystancja R_{wl} nie zależy od poziomu napięcia sygnału wejściowego.

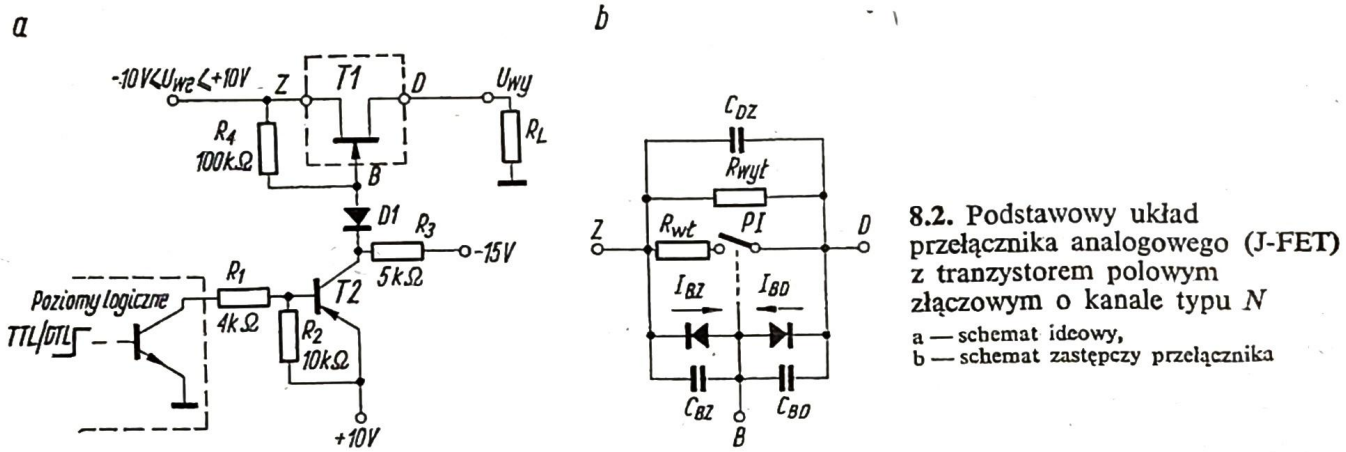
Jak wiadomo, rozróżnia się dwa typy tranzystorów polowych złączowych: z kanałem typu *N* i typu *P*, przy czym obydwa pracują na zasadzie zubożania nośników w kanale — tzn. zwrotnie polaryzowane złącze bramka-źródło powoduje zmniejszanie konduktywności kanału [8.3], [8.4], [8.5]. [8.6]. Z punktu widzenia wymogów przełączania korzystniejsze właściwości mają tranzystory polowe złączowe z kanałem typu *N*. Chodzi o to, że rezystancja R_{wl} jest funkcją geometrii kanału i ruchliwości nośników w kanale. Przy identycznej geometrii kanału, tranzystory polowe złączowe z kanałem typu *N* zapewniają znacznie mniejszą rezystancję R_{wl} niż tranzystory polowe złączowe z kanałem typu *P*. Wynika to z faktu, że ruchliwość elektronów jest większa od ruchliwości dziur.

Tranzystor polowy złączowy z kanałem typu *N* pracujący jako przełącznik analogowy może znajdować się tylko w dwóch stanach pracy: w stanie włączenia — dla napięcia $U_{BZ} = 0$, lub w stanie wyłączenia dla ujemnego napięcia U_{BZ} mniejszego od napięcia odcięcia U_p (pinch-off voltage).

Na rys. 8.2a przedstawiono podstawowy układ pracy przełącznika analogowego z tranzystorem polowym złączowym z kanałem typu *N*, na rys. 8.2b zaś jego schemat zastępczy. Tranzystor bipolarny *T2* i rezystory R_1, R_2, R_3 tworzą układ sterujący przystosowany do pracy z poziomami logicznymi cyfrowych układów scalonych TTL lub DTL. Napięcie wejściowe doprowadzane bezpośrednio do źródła tranzystora *T1* może się zmieniać w zakresie od −10 V do +10 V (lub odwrotnie). W celu zapewnienia odpowiednich warunków pracy tranzystora *T1* w stanie włączenia zastosowano w układzie diodę *D1*. Dioda *D1*, która w stanie włączenia przełącznika jest spolaryzowana w kierunku zaporowym, powoduje odcięcie bramki od układu sterującego, spełniając jednocześnie warunek $U_{BZ} = 0$, tzn. warunek optymalnego włączenia *T1*. Gdy przełącznik jest

wyłączony, to dioda jest spolaryzowana w kierunku przewodzenia i sygnał sterujący jest doprowadzany wprost do bramki tranzystora *T1*. Napięcie sterujące musi być zawsze większe od napięcia wejściowego U_{we} (wartości bezwzględne) o wartość nieco większą niż napięcie odcięcia U_p tranzystora *T1* (zwykle U_p+2 V), co umożliwia całkowite wyłączenie tranzystora *T1* przy napięciu $U_{we\,max}$ i $U_{we\,min}$.

Działanie przełącznika analogowego podanego na rys. 8.2a jest następujące: jeśli poziom na wyjściu układu logicznego jest niski, to tranzystor *T2* przewodzi i napięcie +10 V polaryzuje zwrotnie diodę *D1*. Napięcie U_{BZ} równa się zero



8.2. Podstawowy układ przełącznika analogowego (J-FET) z tranzystorem polowym złączowym o kanale typu *N*
a — schemat ideowy,
b — schemat zastępczy przełącznika

i tranzystor *T1* jest włączony. Natomiast gdy poziom logiczny na wyjściu jest wysoki, to tranzystor *T2* jest odcięty, dioda *D1* przewodzi, a napięcie −15 V podane na bramkę tranzystora *T1* — wyłącza go. Typowy czas włączenia przełącznika przy zastosowaniu standardowych tranzystorów przełączających wynosi około 0,5 μs, a czas wyłączenia zależy od impedancji obciążenia.

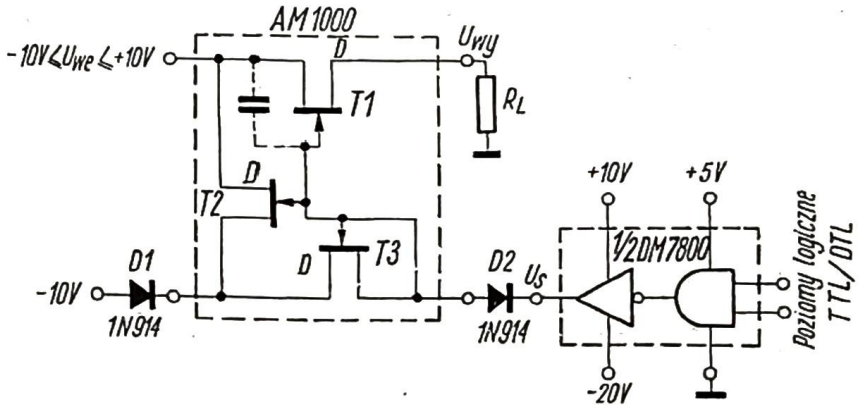
Na schemacie zastępczym tranzystora *T1* (rys. 8.2b) pokazano przełącznik idealny (*PI*), obie rezystancje $R_{wł}$ i $R_{wył}$, prądy zwrotne złączy bramka-źródło (I_{BZ}) i bramka-dren (I_{BD}) oraz pasożytnicze pojemności C_{BZ}, C_{BD} i C_{DZ}. Gdy tranzystor *T1* jest wyłączony, to prąd drenu jest równy prądowi upływowemu, który jest sumą prądu zwrotnego I_{BD} i prądu źródło-dren, płynącego w warunkach odcięcia — bliskiego zeru. Prąd I_{BD} jest zwykle mniejszy od 1 nA w temperaturze otoczenia równej 25°C. Spośród pojemności pasożytniczych należy uwzględnić dwie z nich: C_{BZ} i C_{BD}, natomiast C_{DZ} można zaniedbać, gdyż jest znacznie mniejsza. Obie te pojemności ładują się w czasie, gdy tranzystor *T1* jest wyłączony i aby nie pogarszały szybkości pracy przełącznika (szczególnie C_{BZ}) powinny być rozładowane przed włączeniem przełącznika. Ponieważ dioda *D1* jest spolaryzowana w czasie włączenia w kierunku zaporowym, więc nie stwarza ona dogodnych warunków do rozładowania pojemności C_{BZ}. Z tego względu w układzie zastosowano rezystor R_4, którego wartość nie powinna być mniejsza od 100 kΩ, aby nie obciążał on źródła sygnału wejściowego. Czasem zamiast rezystora R_4 stosuje się specjalnego typu diodę *D1*, tzw. diodę sterowaną napięciowo typu J-FED (field effect junction diode), której pojemność przy polaryzacji w kierunku przewodzenia wynosi około 50 pF do 100 pF i około 5 pF do 10 pF przy

polaryzacji w kierunku zaporowym, lub tranzystor polowy tego samego typu co tranzystor *T1* — pracujący w połączeniu diodowym.

Wpływ pojemności pasożytniczych przy dużej szybkości przełączania jest np. przyczyną przenikania napięcia sterującego na kondensator pamięciowy w układzie próbkującym z pamięcią (p. 4.6).

Podstawowe przełączniki analogowe z tranzystorami polowymi złączowymi są wykorzystywane przy budowie monolitycznych układów przełączających. Przełączniki monolityczne jednokanałowe buduje się na bazie tranzystora polowego złączowego o kanale typu *N*. Niestety wadą układów z tranzystorami polowymi o kanale typu *N* jest to, że jest niezmiernie trudno zbudować przy ich wykorzystaniu monolityczne układy wielokanałowe. Z tego powodu do budowy monolitycznych przełączników wielokanałowych stosuje się tranzystory polowe złączowe o kanale typu *P*. Rezystancję $R_{wł}$ takich przełączników analogowych można uważać za pomijalnie małą, jeśli weźmie się pod uwagę, że za przełącznikiem analogowym znajduje się zwykle wzmacniacz operacyjny o dużej rezystancji wejściowej (rzędu megaomów).

Przykładem monolitycznego przełącznika analogowego jednokanałowego jest układ typu AM 1000 firmy National Semiconductor, przedstawiony na rys. 8.3 [8.7]. Układ AM 1000 zawiera trzy tranzystory polowe złączowe o kanale typu

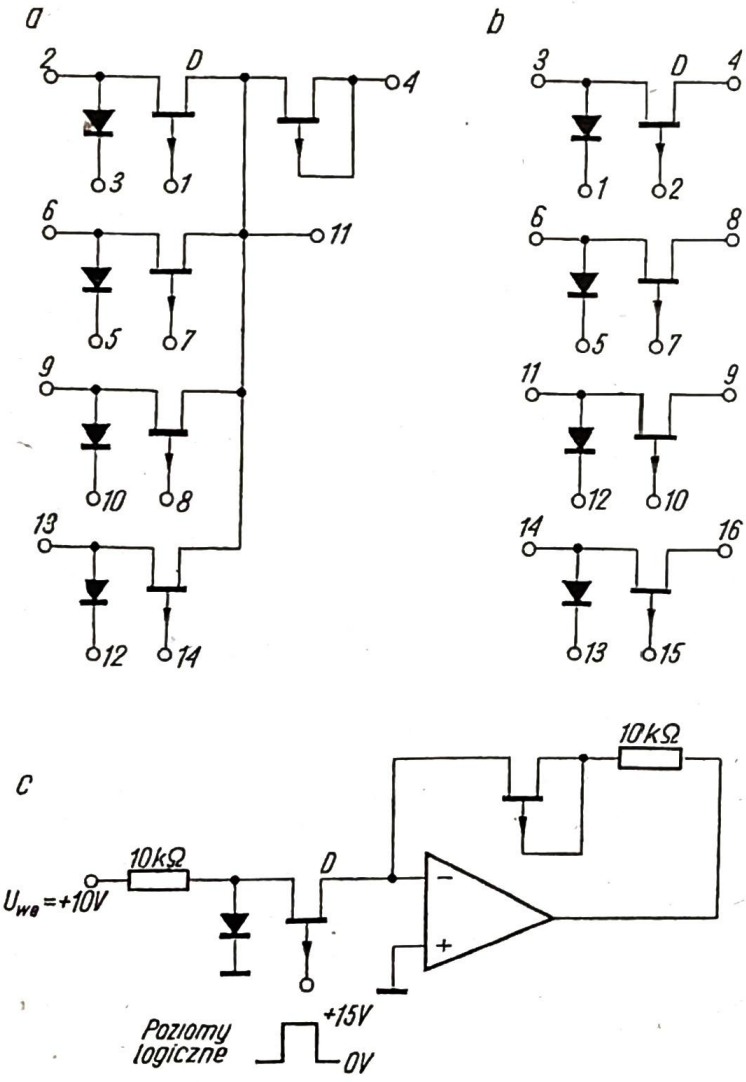


8.3. Monolityczny przełącznik analogowy jednokanałowy typu AM 1000 z układem sterującym DM 7800

N: tranzystor *T1* pracujący jako przełącznik szeregowy oraz tranzystory *T2*, *T3* wykorzystywane do sterowania i redukowania zakłóceń przy przełączaniu. Napięcia odcięcia wszystkich tranzystorów są prawie identyczne i mniejsze od 10 V. Stan wyłączenia w układzie AM 1000 osiąga się przez podanie napięcia sterującego $U_s = -20$ V, które — pomijając spadek napięcia na diodzie — polaryzuje bramki wszystkich trzech tranzystorów. W tych warunkach tranzystory *T1* i *T2* są zablokowane, *T3* zaś przewodzi, pozwalając na przepływ prądu od napięcia -10 V przez diody *D1* i *D2* do napięcia sterującego -20 V. Stan włączenia osiąga się przez zmianę poziomu napięcia sterującego U_s od -20 V do $+10$ V, który blokuje diodę *D2*. Bramki tranzystorów *T1*, *T2* i *T3* są wtedy polaryzowane dodatnio przez prąd nasycenia drenu I_{DSS} tranzystora *T3*, płynący przez diodę *D1*. Szybkość narastania napięcia polaryzującego zależy od pojemności bramki tranzystora *T1* i prądu I_{DSS} tranzystora *T3*. Po upływie około 10 ns napięcie na bramkach wzrasta do 5 V, tranzystor *T2* zaczyna przewodzić i dioda

D2 blokuje się. W tym czasie pojemność bramki tranzystora *T1* rozładowuje się przez rezystancję R_{wl} tranzystorów *T2* i *T3*. Czas rozładowania zależy od poziomu sygnału wejściowego U_{we} i jego maksymalna wartość wynosi około 40 ns. Tak więc całkowity czas włączenia wynosi od 50 ns przy $U_{we} = -10$ V do około 70 ns — przy $U_{we} = +10$ V. W tym przypadku zakłócenia występujące na rezystancji obciążenia R_L przy włączaniu są zredukowane, ponieważ droga rozładowania pojemności bramki nie przebiega przez R_L.

Rezystancja R_{wl} układu AM 1000 wynosi około 25 Ω, prąd upływowy jest rzędu kilkudziesięciu pA, a dokładność ±0,5%. Ponieważ przełącznik AM 1000 wymaga przy włączeniu napięcia sterującego o wartości +10 V, przy wyłączeniu −20 V, a poziomy logiczne cyfrowych układów scalonych TTL są 0 do +5 V, więc do sterowania zastosowano scalony układ firmowy typu DM 7800.



8.4. Monolityczne przełączniki analogowe 4-kanałowe z tranzystorami polowymi złączowymi
a — z wyjściami zależnymi (typ IH 5009), b — z wyjściami niezależnymi (typ IH 5011), c — przykład zastosowania

Na rys. 8.4a i b przedstawiono dwa monolityczne przełączniki analogowe 4-kanałowe typu IH 5009 i IH 5011 firmy Intersil [8.8]. Elementem podstawowym tych przełączników jest tranzystor polowy złączowy o kanale typu *P*. Układ IH 5009 ma dwa wyjścia wspólne — jedno odwracające i drugie nieodwracające, natomiast układ IH 5011 ma cztery niezależne kanały. Rezystancja włączenia

R_{wl} każdego kanału jest mniejsza od 150 Ω i całkowity czas przełączania jest równy 1 μs. Wszystkie kanały obu przełączników mogą być sterowane niezależnie z układów cyfrowych TTL, zawierających układy z otwartym kolektorem. Diody przed każdym tranzystorem szeregowym pełnią funkcję ograniczników równoległych w stanie wyłączenia tranzystorów szeregowych, zabezpieczając je przed przypadkowymi zakłóceniami w sygnale wejściowym, które mogłyby spowodować ich włączenie. Jeśli diod się nie wykorzystuje, to tylko napięcia odcięcia (około 4 V) przytrzymują je w stanie wyłączenia. Na rys. 8.4c pokazano przykład wykorzystania jednego z kanałów. Napięcie przełączane U_{we} wynosi +10 V, natomiast odpowiednie poziomy logiczne są równe przy włączeniu 0 V, przy wyłączeniu +15 V. Jeśli przełączane napięcie U_{we} ma wynosić np. −10 V, to poziom przy wyłączeniu musi być równy około +25 V.

Układ IH 5009 jest wytwarzany w dwurzędowej plastykowej obudowie 14-końcówkowej, IH 5011 zaś — w 16-końcówkowej.

8.2.2
PRZEŁĄCZNIKI ANALOGOWE Z TRANZYSTORAMI POLOWYMI TYPU MOS (P-MOS)

Tranzystor polowy typu MOS pracujący w układzie przełącznika analogowego ma pewne właściwości elektryczne nieco gorsze niż tranzystor polowy złączowy, ponieważ:

— rezystancja R_{wl} jest zależna od sygnału sterującego U_s i od napięcia wejściowego U_{we},
— potrzebne są większe napięcia sterujące U_s,
— zasilanie podłoża wprowadza dodatkowe ograniczenia w układzie przełącznika.

Oprócz wymienionych wad przełącznik z tranzystorem polowym typu MOS ma jednak szereg zalet:

— nadaje się idealnie do scalania,
— ma znacznie mniejszy prąd upływowy bramki niż tranzystor polowy złączowy,
— ze względu na odizolowaną bramkę jest łatwiejszy do sterowania,
— koszt wytwarzania jest niższy niż tranzystora polowego złączowego.

Szczególnie ważna jest przydatność tranzystorów polowych z bramką izolowaną do scalania. Dzięki temu można wytwarzać przełączniki analogowe wielokanałowe w pełni scalone, tzn. zawierające takie układy, jak dekodery, czasostery, dodatkowe układy logiczne i układy sterujące — które wraz z przełącznikiem wielokanałowym mogą być umieszczone na tej samej płytce monolitycznego podłoża.

Z punktu widzenia technologii wytwarzania tranzystory polowe z izolowaną bramką mają następujące zalety:

— ich proces wytwarzania jest łatwy i podobny do procesu wytwarzania tranzystorów bipolarnych,
— mniejsza zajmowana powierzchnia tranzystora polowego typu MOS niż np.

tranzystora bipolarnego daje możliwość większego upakowania elementów typu MOS na jednym podłożu,

— uniwersalność tranzystora polowego typu MOS, który w odpowiednich warunkach zasilania może zastąpić rezystor, kondensator lub diodę,

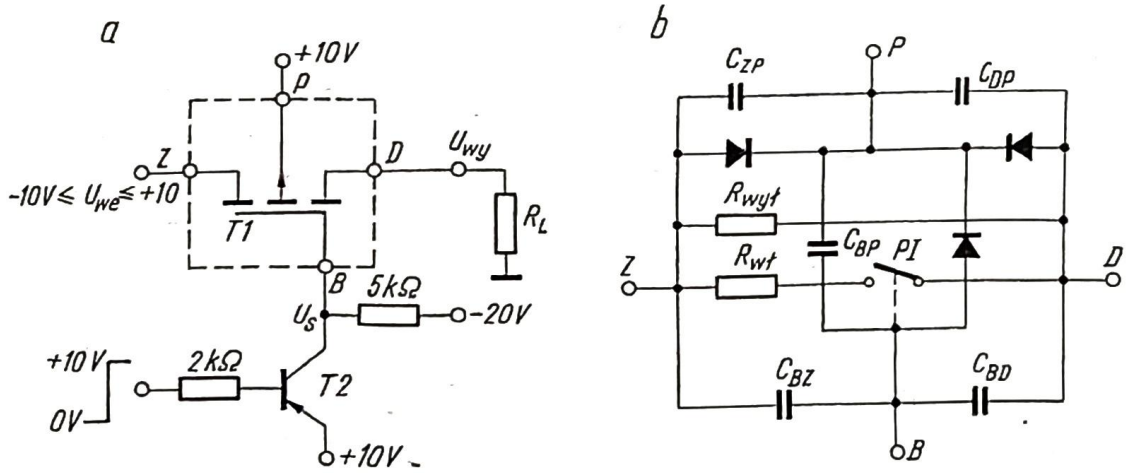
— dwukierunkowość pracy tranzystora polowego typu MOS umożliwia dowolną zamianę drenu ze źródłem.

Tranzystory polowe typu MOS podobnie jak tranzystory polowe złączowe są elementami unipolarnymi, tak że mechanizm ich przewodzenia jest zależny tylko od nośników większościowych jednego znaku [8.2 do 8.6].

Rozróżnia się cztery podstawowe rodzaje tranzystorów polowych MOS: o kanałach typu *P* i *N*, które pracują na zasadzie wzbogacania kanału (w tego rodzaju tranzystorach kanał tworzy warstwa inwersyjna powstająca na powierzchni półprzewodnika pod wpływem napięcia bramka-źródło) oraz pracujące na zasadzie zubożania (w tego rodzaju tranzystorach kanał jest wdyfundowany).

Tranzystory polowe typu MOS z kanałem wdyfundowanym mają najlepsze właściwości przełączające jak również najmniejszą rezystancję $R_{wł}$ przy tej samej geometrii. Jednak z uwagi na zbyt trudny proces wytwarzania produkowane są w bardzo małym zakresie. Natomiast powszechnie wytwarzane są układy scalone MOS zawierające tranzystory polowe typu MOS z kanałem wzbogacanym typu *P* — zwane krótko P-MOS.

Podstawowy przełącznik analogowy zbudowany z tranzystorem polowym P-MOS z kanałem wzbogacanym przedstawiono na rys. 8.5a, na rys. 8.5b zaś podano schemat zastępczy tranzystora polowego P-MOS pracującego jako prze-



a — schemat ideowy,
b — schemat zastępczy przełącznika

8.5. Podstawowy układ przełącznika analogowego z tranzystorem polowym typu P-MOS

łącznik. Napięcie wejściowe U_{we} jest podawane między źródło tranzystora *T1* i masę. Sygnał sterujący U_s jest doprowadzany z kolektora tranzystora sterującego *T2* bezpośrednio do bramki. Tranzystor *T1* zaczyna przewodzić wówczas, gdy napięcie bramka-źródło U_{BZ} osiągnie wartość napięcia progowego U_{th}.

Napięcie U_{th} jest wielkością charakterystyczną dla danego tranzystora polowego MOS i wynosi od około 2 V do 6 V. Jest ono m. in. zależne od rezystywności podłoża i od napięcia podłoże-źródło U_{PZ} (zwykle równego zeru). Tak

więc w tranzystorze polowym MOS przy napięciu $U_{BZ} = U_{th}$ w obszarze pod dwutlenkiem krzemu, izolującym bramkę, powstaje warstwa inwersyjna nośników, która jest wzbogacanym kanałem o konduktywności zależnej od napięcia U_{BZ}. Dla napięć $|U_{BZ}| < |U_{th}|$ przyjmuje się, że tranzystor MOS ze wzbogacanym kanałem jest wyłączony, a jego rezystancja $R_{wył}$ leży w zakresie od około $10^{10}\ \Omega$ do $10^{12}\ \Omega$. Dla napięć $|U_{BZ}| > |U_{th}|$ przyjmuje się, że tranzystor MOS jest włączony i jego rezystancja R_{wl} przyjmuje wartość od około $100\ \Omega$ do $500\ \Omega$ lub w zastosowaniach standardowych rzędu tysiąca omów. Oczywiście, im bezwzględna wartość napięcia U_{BZ} jest większa od napięcia progowego, tym wartość rezystancji R_{wl} jest mniejsza. Ograniczeniem napięcia U_{BZ} są przede wszystkim napięcia zasilające układ sterujący, jak i dopuszczalne napięcie U_{BZ}, przy którym następuje przebicie dielektryku bramki. Rezystancja R_{wl} zależy od geometrii tranzystora, materiału i od napięć polaryzujących, zgodnie z zależnością:

$$R_{wl} = \frac{1}{k(U_{BZ} - U_{th})}$$

gdzie: k jest stałą zależną od materiału i geometrii kanału. Wykres tej zależności jest hiperbolą i z tego względu łatwo jest ustalić takie napięcie U_{BZ}, powyżej którego rezystancja R_{wl} już niewiele maleje i nie przekracza się możliwości typowych układów sterujących. Rezystancja R_{wl} maleje również liniowo z temperaturą o około 0,3% do 0,5%/°C.

W stanie wyłączenia rezystancja $R_{wył}$ jest bardzo duża, tak że prądy upływowe są rzędu kilkudziesięciu pikoamperów. Prąd upływowy bramka-podłoże jest bardzo mały i gdy w układzie znajduje się dioda Zenera zabezpieczającą bramkę, to prąd ten jest równy zwrotnemu prądowi nasycenia diody (około 0,1 nA przy 25°C). Prąd upływowy dren-podłoże jest zwrotnym prądem tego złącza i jego wartość określa się z równania napięciowo-prądowego diody. Prąd ten jest wprost proporcjonalny do powierzchni złącza, a odwrotnie proporcjonalny do rezystancji $R_{wył}$.

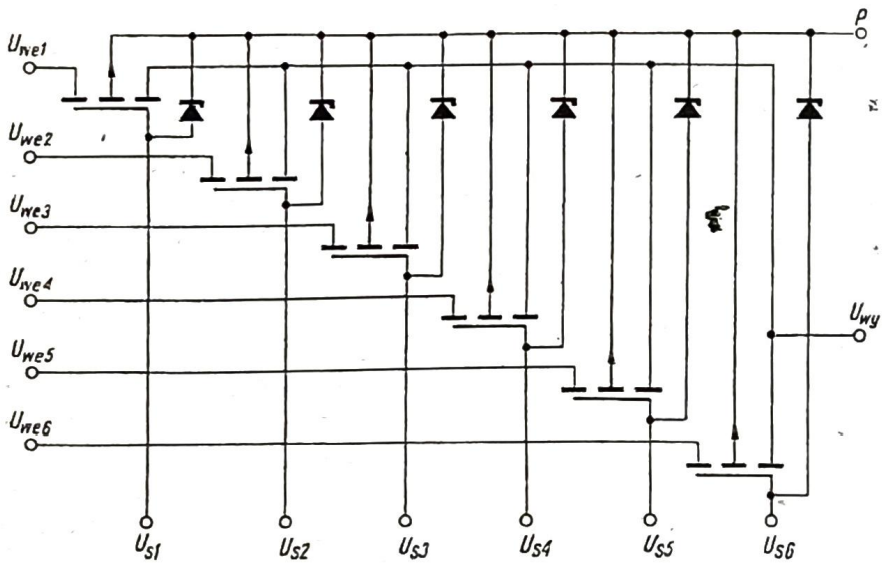
Pojemności C_{BD} i C_{BZ} w tranzystorze polowym MOS są stałe i nie zmieniają swojej wartości w funkcji napięcia, tak jak to miało miejsce w tranzystorach polowych złączowych. Wynika to z odizolowania bramki od źródła i drenu. Jednak tranzystory polowe MOS mają pojemność bramka-podłoże C_{BP}, źródło-podłoże C_{ZP} i dren-podłoże C_{DP}. Pojemność C_{BP} ma stałą wartość, pojemności zaś C_{ZP} i C_{DP} zależą od napięcia. Nie zmieniają jednak wiele swej wartości z napięciem bramki. Są tylko funkcją napięć dren-podłoże i źródło-podłoże — przez co nie odgrywają większej roli.

Czasy opóźnienia włączenia i wyłączenia przełącznika typu P-MOS zależą głównie od czasów ładowania i rozładowania pojemności C_{BP}. Całkowity czas przełączania tranzystora polowego typu MOS zależy od technologii wykonania i wynosi typowo od około 20 ns do 50 ns — w specjalnych wykonaniach scalonych, a w układach standardowych — od około 50 ns do 500 ns.

Dość istotną sprawą jest dobór napięcia sterującego przełącznik analogowy z tranzystorem polowym typu MOS. Napięcie sterujące musi być w tym przypadku większe niż w tranzystorze polowym złączowym. Na przykład, jeśli sygnał

wejściowy zmienia się w zakresie napięć od -10 V do $+10$ V i jeśli tranzystor polowy typu MOS wymaga napięcia $U_{BZ} = -20$ V, aby rezystancja R_{wl} była dostatecznie mała, to sygnał sterujący powinien mieć wartość między napięciem -30 V — aby tranzystor włączyć (dla $U_{we} = -10$ V) i $+10$ V — aby go wyłączyć (dla $U_{we} = +10$ V). Dobór napięcia $U_{BZ} = -20$ V wynika tutaj z napięcia progowego U_{th} i wymaganej rezystancji R_{wl}, dobór zaś napięcia sterującego musi uwzględniać zarówno ustalone napięcie U_{BZ}, jak i zmiany napięcia wejściowego U_{we}.

Jak już wspomniano, dużą zaletą tranzystorów polowych P-MOS jest łatwość ich scalania, co pozwala na wytwarzanie wielokanałowych (zwykle od 2 do 16 kanałów) monolitycznych przełączników o różnych kombinacjach wyjść [8.9], [8.10], [8.11]. Przykładem tego typu układów jest standardowy przełącznik 6-kanałowy, przedstawiony na rys. 8.6. Ma on sześć kanałów z tranzystorami polo-



8.6. Monolityczny przełącznik analogowy 6-kanałowy z tranzystorami polowymi typu P-MOS

wymi typu P-MOS o niezależnych wejściach sterujących i jednym wyjściu, sześć diod Zenera zabezpieczających bramki, przy czym wszystkie te elementy umieszczono na jednej płytce podłoża monolitycznego.

8.2.3 PRZEŁĄCZNIKI ANALOGOWE Z UKŁADAMI KOMPLEMENTARNYMI TYPU MOS (C-MOS)

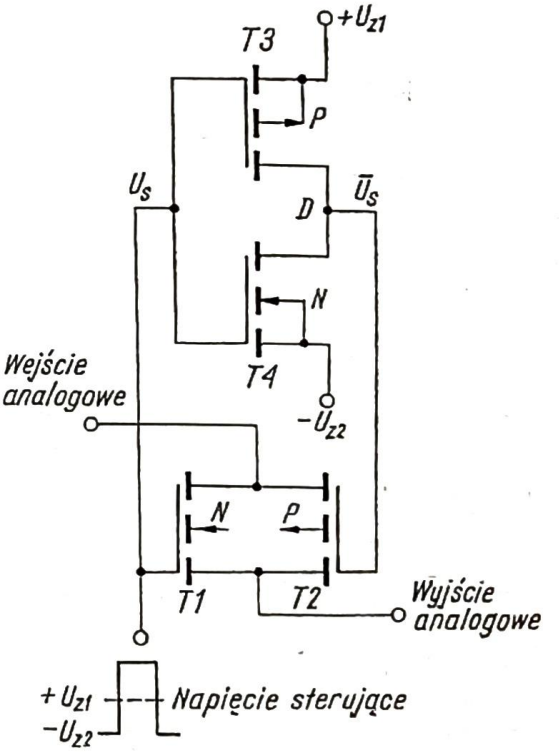
Technologia wytwarzania komplementarnie-symetrycznych układów typu C-MOS polega na umieszczeniu na tej samej płytce krzemowego podłoża dwóch tranzystorów polowych MOS z kanałami wzbogacanymi o przeciwnym typie przewodności *P* i *N*. Przez połączenie równoległe obu tranzystorów polowych MOS (oprócz końcówek bramek i podłoży) uzyskuje się element podstawowy — przełącznik analogowy C-MOS, zaś przez szeregowe połączenie obu tranzystorów polowych MOS (elektrodami wspólnymi są obie bramki i oba dreny, a końcówki podłoży łączy się ze źródłami) uzyskuje się drugi element podstawowy — inwerter C-MOS.

Obydwa podstawowe elementy są wykorzystywane do budowy układów monolitycznych przeciwstawnie-symetrycznych, tak analogowych, jak i cyfrowych [8.12]. Zalety układów C-MOS są następujące:

— bardzo mała moc tracona w stanie statycznym,
— nieco większa częstotliwość pracy niż układów P-MOS,
— stabilna praca w szerokim zakresie zmian temperatury,
— niższe niż w układach P-MOS napięcia sterujące, co pozwala na bezpośrednią współpracę np. z cyfrowymi układami TTL (szczególnie w układach C-MOS z bramkami z polikrystalicznego krzemu).
— duża odporność na zakłócenia.

Wadą układów C-MOS jest to, że zajmują większą powierzchnię, pełniąc tę samą funkcję co układy P-MOS oraz ich technologiczny proces wytwarzania jest bardziej skomplikowany niż w przypadku układów P-MOS.

Na rys. 8.7 przedstawiono podstawowy układ przełącznika analogowego jednokanałowego typu C-MOS. Tranzystory *T1* i *T2* tworzą zasadniczy układ przełącznika. Końcówki źródeł i drenów są połączone razem, podłoże tranzystora *T1*



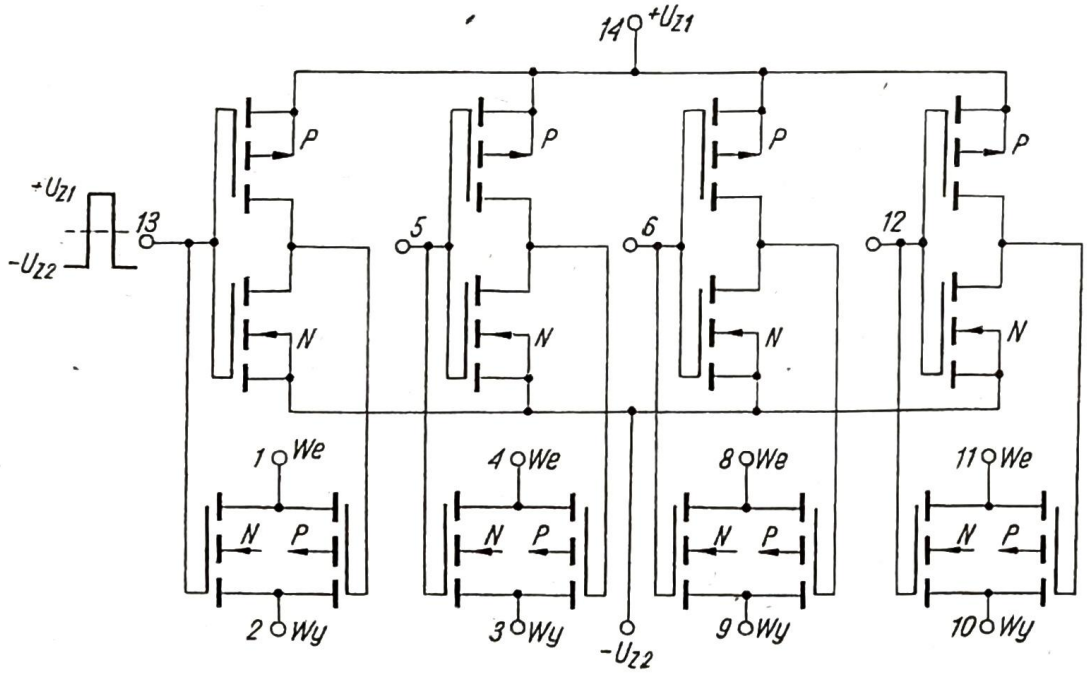
8.7. Podstawowy przełącznik analogowy jednokanałowy z układami typu C-MOS

jest podłączone do napięcia $-U_{Z2}$, a podłoże tranzystora *T2* — do napięcia $+U_{Z1}$. Ponieważ przełącznik wymaga sterowania dwoma napięciami o przeciwnych polaryzacjach, więc w układzie zastosowano inwerter typu C-MOS (tranzystory *T3* i *T4*) — do sterowania bramek przełącznika. Dzięki zastosowaniu inwertera sterowanie przełącznikiem analogowym może odbywać się napięciem o jednej polaryzacji. Przełącznik jest włączony, gdy do bramki *T1* zostanie doprowadzone napięcie dodatnie, a do bramki *T2* — ujemne. Amplituda napięcia sterującego jest dobierana podobnie jak dla układów P-MOS, tzn. przy uwzględnieniu napięć progowych tranzystorów *T1* i *T2* oraz zakresu zmian napięcia wej-

ściowego. Napięcia progowe są w układach C-MOS mniejsze niż w układach P-MOS i wynoszą: dla pary tranzystorów C-MOS z bramkami metalowymi — około 3 V, a dla pary tranzystorów C-MOS z bramkami z polikrystalicznego krzemu —.od około 0,5 V do 1 V. Z tego względu o wartości napięcia sterującego decyduje przede wszystkim wartość przełączanego napięcia wejściowego. Przy niedużych zmianach napięcia U_{we}, przełącznik analogowy typu C-MOS może być nawet sterowany bezpośrednio z układów logicznych TTL.

Rezystancja $R_{wł}$ ma wartość od około 30 Ω do 100 Ω i zmienia się w mniejszym stopniu z napięciem wejściowym, napięciem sterującym i temperaturą niż w układach P-MOS. Rezystancja $R_{wył}$ jest rzędu 10^8 Ω. Czas przełączania jest krótszy niż w układach P-MOS i wynosi od około 10 ns do kilkudziesięciu nanosekund. Praca inwertera (tranzystory *T3* i *T4*) polega na tym, że dla każdego z dwóch stanów logicznych na wejściu, jeden tranzystor przewodzi, a drugi jest zablokowany. Na przykład, jeśli poziom sterujący na wejściu jest równy — U_{Z2}, to napięcie bramka-źródło tranzystora *P*-kanałowego (*T3*) jest równe sumie napięć U_{Z2} i U_{Z1} — co powoduje jego przewodzenie. W tym czasie napięcie U_{BZ} tranzystora *N*-kanałowego (*T4*) jest równe zeru, co wprowadza go w stan zablokowania. A zatem na wyjściu inwertera pojawi się napięcie $+U_{Z1}$.

Z przełączników analogowych jednokanałowych typu C-MOS są budowane monolityczne przełączniki wielokanałowe C-MOS, które znajdują coraz szersze zastosowanie. Przykładem tego rodzaju układu jest przełącznik analogowy 4-kanałowy COS-MOS typu CD-4016 A firmy RCA, pokazany na rys. 8.8 [8.13].



Wejścia analogowe U_{we} (końcówki *1, 4, 8, 11*)
Wyjścia analogowe U_{wy} (końcówki *2, 3, 9, 10*)

8.8. Monolityczny przełącznik analogowy 4-kanałowy COS-MOS typ CD 4016 A

Układ ma wszystkie kanały przełączane niezależnie i wyjścia także niezależne. Wszystkie końcówki podłoży tranzystorów *P*-kanałowych w przełącznikach są wewnętrznie połączone z końcówką 14 ($+U_{Z1}$), a podłoża tranzystorów *N*-kana-

łowych — z końcówką 7 ($-U_{Z2}$). Innym przykładem są przełączniki analogowe wielokanałowe COS-MOS typu 4051 A/4052 A firmy SGS-Ates [8.14]. Przełącznik typu 4051 A ma 8 kanałów, z których każdy jest niezależnie włączany za pomocą 3-bitowego wejścia sterującego. Dodatkowe wejście zakazujące służy do wyłączania wszystkich kanałów przy podaniu nań jedynki logicznej. Układ 4052 A jest 4-kanałowym przełącznikiem różnicowym z 2-bitowym wejściem sterującym i wejściem zakazu.

Układy monolityczne C-MOS mają duże perspektywy rozwojowe, ponieważ są w wielu przypadkach lepsze od układów P-MOS i równie dobrze nadają się do budowy kompletnych przełączników analogowych wielokanałowych, zawierających takie układy, jak dekodery, wzmacniacze operacyjne oddzielające, układy sterujące itd. Szczególnie korzystne właściwości, spełniające jednocześnie warunek dużej szybkości przełączania i małych strat mocy, można uzyskać w układach scalonych zawierających na tej samej płytce podłoża tranzystory komplementarne typu MOS i tranzystory bipolarne (*n-p-n* lub komplementarne *n-p-n* — *p-n-p*).

LITERATURA

8.1. *Libura A. L., Nadachowski M.*: Przetworniki analogowo-cyfrowe, WNT (1973).
8.2. *Schmid H.*: Electronic analog/digital conversions. Van Nostrand Reinhold Company (1970).
8.3. *Korzec Z.*: Tranzystory polowe, Seria: elektronika, WNT (1973).
8.4. *Kulka Z., Wolski D.*: Właściwości i parametry tranzystorów polowych FET i MOSFET, PTJ. Seria: Aparatura i technika pomiarowa, nr 50 (431) (1969).
8.5. *Gosling W. i inni*: Field effect electronics, Butterworths (1971).
8.6. *Cobbold R. S. C.*: Theory and applications of FET's, Wiley-Interscience (1970).
8.7. National Semiconductor, High speed analog switches, Application note 53, Sept. (1971)
8.8. *Lyman J.*: Analog gates, Electr. Prod. Mag., (August 16 (1971).
8.9. National Semiconductor, High speed MOS analog commutators, Application note 28, Jan. (1970).
8.10. National Semiconductor, Application of MOS analog switches, Application note 38, May (1970).
8.11. National Semiconductor, Analog signal commutation, Application note 33, Feb. (1970).
8.12. *Kulka Z., Rydzewski T.*: Układy scalone MOS w technice cyfrowej, PTJ, nr 16 (1972).
8.13. RCA, Solid state databook series, Linear integrated circuits and MOS devices (1972).
8.14. SGS-Ates, COS/MOS complementary MOS product guide (1973/74).

9

POMIARY PODSTAWOWYCH PARAMETRÓW LINIOWYCH UKŁADÓW SCALONYCH

Pojawienie się licznej rodziny liniowych układów scalonych otworzyło szereg nowych możliwości konstrukcyjnych układów elektronicznych. Wykorzystanie tych możliwości wymaga jednak dobrej znajomości parametrów elektrycznych i właściwości użytkowych, związanych ze specyfiką liniowych układów scalonych. Dokładnego omówienia tych zagadnień dokonano w rozdziałach 2, 3 i 5. Ścisłe przestrzeganie katalogowych ograniczeń, jak i zaleceń projektowych i montażowych pozwala na długą i niezawodną eksploatację układów.

Możliwość szybkiego pomiaru i porównania z wartością katalogową, choćby tylko podstawowego parametru wzmacniacza operacyjnego czy komparatora, jest koniecznością w warunkach laboratoryjnych. W tym celu potrzebna jest znajomość prostych układów pomiarowych do określania podstawowych parametrów [9.1], [9.2], [9.3]. Przed pomiarem należy zapoznać się z definicją konkretnego parametru, podaną w rozdziale 2 (p. 2.6) i w rozdziale 3 (p. 3.2).

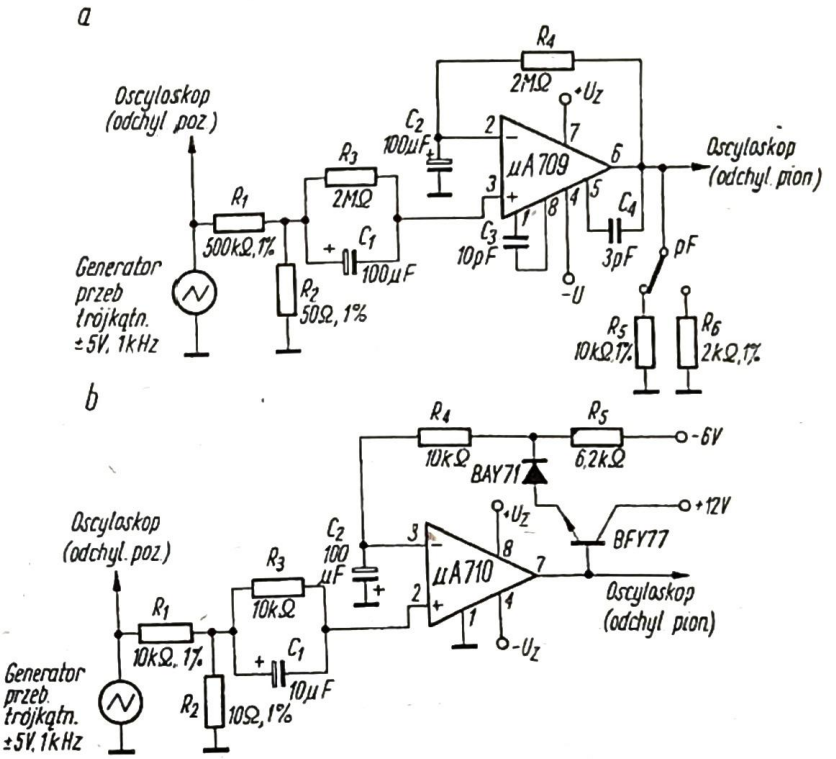
9.1
PROSTE UKŁADY POMIAROWE

9.1.1
POMIAR WZMOCNIENIA NAPIĘCIOWEGO K Z OTWARTĄ PĘTLĄ

Pomiaru wzmocnienia napięciowego K można dokonać w warunkach otwartej lub zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego.

Wzmocnienie napięciowe K z otwartą pętlą można łatwo określić na podstawie charakterystyki przenoszenia wzmacniacza operacyjnego (patrz rys. 2.13) z nachylenia tej charakterystyki w obszarze liniowym. W tym celu należy układ przedstawiony na rys. 9.1a z badanym wzmacniaczem np. μA 709 przyłączyć do wejścia odchylania pionowego i poziomego oscyloskopu. Jednocześnie do wejścia należy doprowadzić przebieg trójkątny o amplitudzie ± 5 V i częstotliwości 1 kHz.

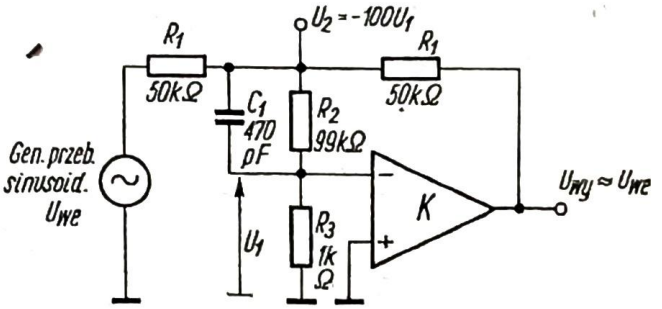
Określając nachylenie w obszarze liniowym jako stosunek zmiany napięcia wyjściowego do wywołującej ją zmiany napięcia wejściowego, otrzymuje się mierzoną wartość wzmocnienia napięciowego z otwartą pętlą. Jednocześnie z charakterystyki przenoszenia można określić: liniowość charakterystyki w obszarze przejściowym i maksymalne napięcie wyjściowe (od dodatniego do ujemnego poziomu nasycenia).



9.1. Układy do pomiaru wzmocnienia napięciowego z otwartą pętlą
a — wzmacniacza operacyjnego µA 709, b — komparatora µA 710

W podobny sposób — jak pokazano na rys. 9.1b — można określić te same parametry dla komparatora µA 710.

Jak wspomniano, wzmocnienie napięciowe K można również określić w warunkach zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego przez pomiar małego napięcia sygnału na wejściu różnicowym wzmacniacza — przy pewnym napięciu na wyjściu. Układ pomiarowy jest przedstawiony na rys. 9.2. Napięcie wyjściowe wzmacniacza operacyjnego jest prawie równe napięciu sygnału, ponieważ wzmocnienie układu z zamkniętą pętlą jest równe 1. W celu zwiększenia dokładności pomiaru zastosowano dzielnik R_2 i R_3. Dzięki temu pomiar jest łatwiejszy, gdyż zamiast bardzo małego napięcia U_1 można mierzyć znacznie większe napięcie U_2. Dopóki



9.2. Układ z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego do pomiaru wzmocnienia napięciowego wzmacniacza operacyjnego

napięcie U_1 będzie dużo mniejsze w porównaniu z napięciem U_{wy} dopóty błąd wprowadzany przez dzielnik R_2 i R_3 będzie niewielki. Częstotliwość przebiegu sinusoidalnego doprowadzanego do wejścia układu powinna być mała, rzędu 1 Hz÷2 Hz, co wynika z ograniczeń częstotliwościowych wzmacniacza (ta częstotliwość powinna być dużo mniejsza od częstotliwości pierwszego bieguna wzmacniacza, która dla wzmacniaczy o nachyleniu charakterystyki modułu wzmocnienia −6 dB/okt wypada poniżej 50 Hz). Mierząc miernikiem prądu zmiennego napięcia U_{wy} i U_2 wzmocnienie napięciowe z otwartą pętlą oblicza się ze wzoru:

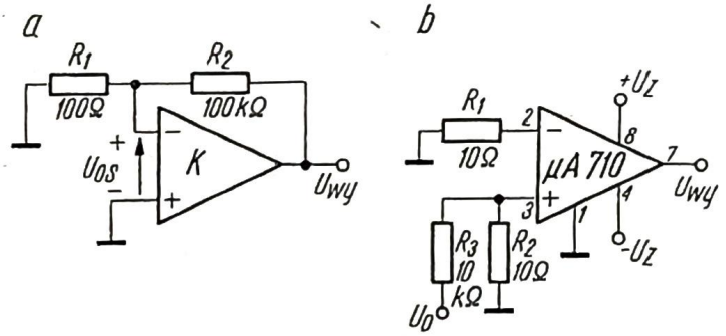
$$K = \frac{U_{wy}}{U_1} = -100\frac{U_{wy}}{U_2} \tag{9.1}$$

gdzie:

$$U_2 = -U_1 \cdot \frac{R_2+R_3}{R_3} = -100\,U_1$$

9.1.2
WEJŚCIOWE NAPIĘCIE NIEZRÓWNOWAŻENIA U_{os}

W łatwy sposób można dokonać pomiaru wejściowego napięcia niezrównoważenia U_{os} w układzie o dużym wzmocnieniu, przedstawionym na rys. 9.3a. Mierząc na wyjściu wzmacniacza operacyjnego woltomierzem cyfrowym lub oscylo-



9.3. Układy do pomiaru wejściowego napięcia niezrównoważenia
a — wzmacniacza operacyjnego,
b — komparatora

skopem napięcie U_{wy}, które jest wzmocnionym wejściowym napięciem niezrównoważenia, otrzymuje się:

$$U_{wy} = -U_{os}\frac{R_1+R_2}{R_1} \tag{9.2}$$

$$U_{os} = -\frac{U_{wy}}{1001} \tag{9.3}$$

Układ do pomiaru wejściowego napięcia niezrównoważenia komparatora μA 710 pokazano na rys. 9.3b. Pomiar polega na takim doborze napięcia U_o, aby na wyjściu komparatora uzyskać dokładnie napięcie progu logicznego. Mierząc woltomierzem cyfrowym wartość napięcia U_o, można obliczyć wejściowe napięcie niezrównoważenia komparatora ze wzoru:

$$U_{os} = U_o\frac{R_2}{R_2+R_3} = \frac{U_o}{1000} \tag{9.4}$$

Zazwyczaj napięcie U_o jest wyrażane w woltach, napięcie U_{os} zaś podaje się w miliwoltach.

9.1.3
DRYF WEJŚCIOWEGO NAPIĘCIA NIEZRÓWNOWAŻENIA

Jest to stosunek zmiany wejściowego napięcia niezrównoważenia do wywołującej ją zmiany temperatury, napięć zasilających lub czasu. Każdy z tych parametrów może być zmierzony za pomocą układów przedstawionych na rys. 9.3. Zwykle dla uproszczenia poszczególne dryfy są mierzone jako wartości średnie w ustalonych granicach zmian wielkości je wywołujących. Aby otrzymać dryf średni, wystarczy sprawdzić, jak zmienia się wejściowe napięcie niezrównoważenia tylko w kilku punktach ustalonego zakresu. Należy jednak uważać, aby unikać uśredniania dwóch dużych, ale przeciwnych dryfów w różnych częściach ustalonego zakresu. Oczywiście w przypadku wystąpienia takich częściowych kompensacji pomiar będzie błędny. Z tego powodu pomiary wykonuje się zazwyczaj w trzech punktach zakresu: w środku i w dwóch punktach krańcowych. Stanowi to podstawę do obliczenia dwóch odrębnych dryfów, których wartości po uśrednieniu służą do obliczenia średniego dryfu wejściowego napięcia niezrównoważenia.

Dryf wejściowego napięcia niezrównoważenia w funkcji temperatury jest nazywany współczynnikiem cieplnym wejściowego napięcia niezrównoważenia i może być określony jako:

$$\frac{\Delta U_{os}}{\Delta T} = \frac{|U_{os}(T_1) - U_{os}(25°C)| + |U_{os}(T_2) - U_{os}(25°C)|}{T_1 - T_2} \left[\frac{\mu V}{°C}\right] \tag{9.5}$$

gdzie wartości skrajne T_1 i T_2 określają zakres zmian temperatury, a punkt środkowy wybrano dla temperatury równej 25°C.

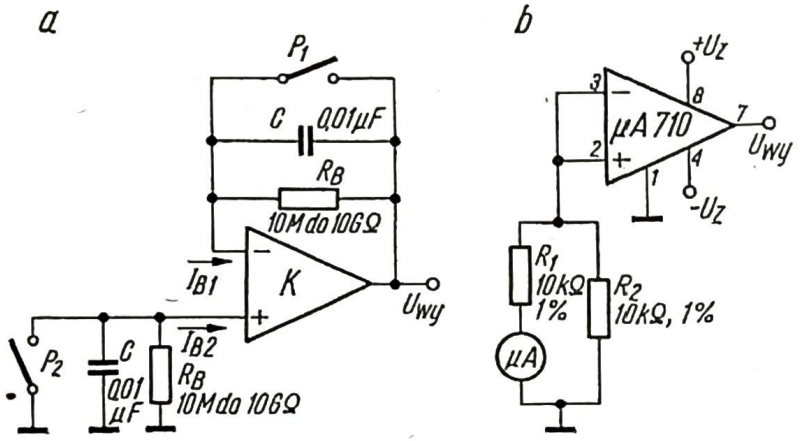
W podobny sposób można oszacować dryf wejściowego napięcia niezrównoważenia w funkcji zmian napięć zasilających lub w funkcji czasu.

9.1.4
WEJŚCIOWY PRĄD POLARYZUJĄCY I_B

Wejściowy prąd polaryzujący I_B jest definiowany jako średnia wartość wejściowych prądów polaryzujących I_{B1} i I_{B2}, zasilających stopień wejściowy wzmacniacza operacyjnego. Jak wiadomo, wejściowy prąd polaryzujący jest prądem bazy tranzystorów bipolarnych w stopniu wejściowym wzmacniacza operacyjnego lub prądem upływowym bramki we wzmacniaczach z tranzystorami FET na wejściach. Prąd ten jest zwykle podawany dla temperatury 25°C lub dla całego zakresu temperatury pracy.

Układ do pomiaru wejściowych prądów polaryzujących wzmacniacz operacyjny przedstawiono na rys. 9.4a. Prądy polaryzujące I_{B1} i I_{B2} płyną przez rezystory R_B o bardzo dużych wartościach: od 10 MΩ do 10 GΩ. Do rezystorów tych są równolegle dołączone kondensatory C do redukcji szumów.

Dzięki zastosowaniu dużych rezystancji R_B wpływ napięcia niezrównoważenia U_{os} na napięcie wyjściowe jest w przypadku wzmacniacza z tranzystorami bipolarnymi pomijalnie mały w stosunku do wpływu spadków napięcia wywołanych przez prądy polaryzujące na rezystorach R_B.



9.4. Układy do pomiaru wejściowego prądu polaryzującego
a — wzmacniacza operacyjnego,
b — komparatora

Otwierając na zmianę przełączniki P_1 i P_2 otrzymuje się napięcie wyjściowe zależne na przemian od prądów I_{B1} i I_{B2}. Mierząc napięcie wyjściowe U_{wy}, gdy P_2 jest zwarty, a P_1 otwarty, otrzymuje się:

$$U_{wy} = I_{B1} R_B \tag{9.6}$$

oraz gdy P_1 jest zwarty, a P_2 otwarty:

$$U_{wy} = -I_{B2} R_B \tag{9.7}$$

Mając dane wartości rezystorów R_B łatwo można obliczyć z powyższych zależności szukane wartości prądów I_{B1} i I_{B2}. Warunkiem poprawnego pomiaru jest $U_{wy} \gg \gg U_{os}$.

W przypadku wzmacniaczy operacyjnych z tranzystorami FET na wejściach konieczna jest dodatkowa kompensacja wejściowego napięcia niezrównoważenia.

W przypadku komparatora μA 710, układ do pomiaru wejściowego prądu polaryzującego może być uproszczony, co pokazano na rysunku 9.4b. Jeżeli wartości rezystorów R_1 i R_2 są jednakowe oraz jeśli wewnętrzna rezystancja mikroamperomierza jest dużo mniejsza niż rezystancje R_1 i R_2, to oba te rezystory dzielą wejściowy prąd polaryzujący na dwie równe części. W układzie tym mikroamperomierz pokaże bezpośrednio jeden z prądów polaryzujących ($I_{B1} \approx I_{B2}$).

9.1.5
DRYF WEJŚCIOWEGO PRĄDU POLARYZUJĄCEGO

Jest to stosunek zmiany wejściowego prądu polaryzującego do wywołującej ją zmiany temperatury, napięć zasilających lub czasu.

Wartości średnie poszczególnych dryfów mogą być zmierzone za pomocą układów podanych na rys. 9.4 i zdefiniowane w taki sam sposób jak wartość średnia dryfu wejściowego napięcia niezrównoważenia.

9.1.6
WEJŚCIOWY PRĄD NIEZRÓWNOWAŻENIA I_{os}

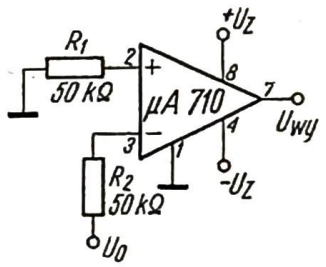
Wejściowy prąd niezrównoważenia można łatwo określić za pomocą układu podanego na rys. 9.4a. Ponieważ pomiar polega na określeniu różnicy dwóch prądów tego samego rzędu, to konieczne jest dobranie obu rezystorów R_B o tolerancjach około 0,1%. Pomiar przeprowadza się przy otwartych przełącznikach P_1 i P_2. Mierząc napięcie wyjściowe można obliczyć prąd I_{os} z zależności:

$$U_{wy} = I_{os}R_B + U_{os} \tag{9.8}$$

$$I_{os} \approx U_{wy}/R_B \tag{9.9}$$

Warunkiem dobrego pomiaru jest $U_{wy} \gg U_{os}$ (tj. $I_{os}R_B \gg U_{os}$) oraz $R_1 = R_2$.

Pomiar wejściowego prądu niezrównoważenia komparatora μA 710 można przeprowadzić w układzie podanym na rys. 9.5. Pomiar polega na takim dobraniu



9.5. Układ do pomiaru wejściowego prądu niezrównoważenia komparatora μA 710

napięcia U_o, aby U_{wy} osiągnęło wartość napięcia progu logicznego. Mierząc wartość napięcia U_o, prąd I_{os} można określić następująco:

$$I_{os} = U_o/R_2 \tag{9.10}$$

gdzie $R_1 = R_2$. Wartość tych rezystorów należy tak dobrać, aby wpływ wejściowego napięcia niezrównoważenia U_{os} był do pominięcia.

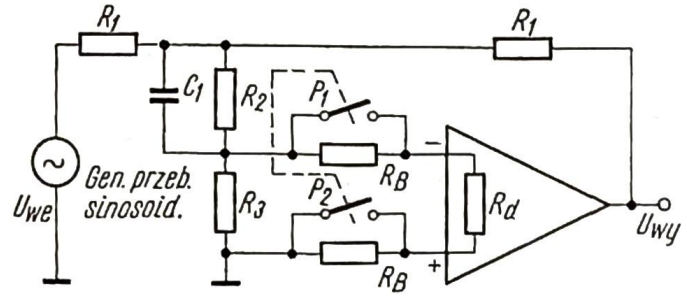
9.1.7
DRYF WEJŚCIOWEGO PRĄDU NIEZRÓWNOWAŻENIA

Jest to stosunek zmiany wejściowego prądu niezrównoważenia do wywołującej ją zmiany temperatury, napięć zasilających lub czasu. Wartości średnie poszczególnych dryfów mogą być mierzone w układach podanych na rys. 9.4a oraz 9.5 i zdefiniowane w taki sam sposób jak wartość średnia dryfu wejściowego napięcia niezrównoważenia U_{os}.

9.1.8
REZYSTANCJA RÓŻNICOWA R_d

Układ do pomiaru rezystancji różnicowej R_d przedstawiono na rys. 9.6. Układ ten jest podobny do układu z rys. 9.2, z tym że na obu wejściach wzmacniacza włączono jednakowe rezystory R_B oraz sprzężone przełączniki P_1 i P_2. Gdy prze-

łączniki są zwarte, to napięcie wyjściowe jest równe U_{wy}. Po jednoczesnym otwarciu obu przełączników wzmocnienie układu maleje z powodu obciążenia wejść



9.6. Układ do pomiaru rezystancji różnicowej

rezystorami R_B. Efekt zmniejszenia wzmocnienia zostaje zarejestrowany jako obniżenie napięcia wyjściowego do nowej wartości U'_{wy}, co można zapisać następująco:

$$U'_{wy} = U_{wy} \frac{R_d}{2R_B + R_d} \tag{9.11}$$

Przekształcając równanie (9.11) w celu obliczenia R_d otrzymuje się:

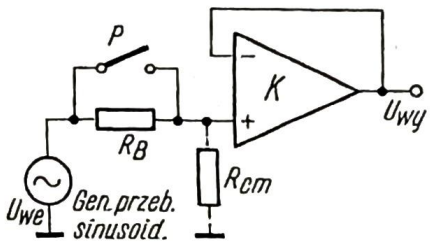
$$R_d = \frac{U'_{wy}}{U_{wy} - U'_{wy}} \cdot 2R_B \tag{9.12}$$

Jak więc widać, mierząc dwukrotnie napięcie U_{wy} przy zwartych i otwartych przełącznikach oraz ustalając wartość rezystorów R_B, można określić rezystancję różnicową R_d.

Przy bardzo dużych rezystancjach wejściowych, takich jakie zapewniają wzmacniacze operacyjne z wejściami typu FET, opisany pomiar jest niemożliwy do wykonania. Rzadko jednak się zdarza, aby zachodziła konieczność dokładnej znajomości rezystancji R_d takich wzmacniaczy.

9.1.9
REZYSTANCJA NIERÓŻNICOWA R_{cm}

Układ do pomiaru rezystancji R_{cm} jest podany na rys. 9.7. Metoda pomiaru rezystancji R_{cm} jest podobna do pomiaru rezystancji R_d. Włączając rezystor R_B szeregowo z wejściem nieodwracającym wzmacniacza operacyjnego, pracującego w po-



9.7. Układ do pomiaru rezystancji nieróżnicowej

łączeniu wtórnikowym, tworzy się dzielnik napięcia złożony z rezystancji R_{cm} i R_B. Przy zwarciu przełącznika P napięcie wyjściowe jest równe U'_{wy}, a po otwarciu przełącznika maleje w stosunku:

$$\frac{U'_{wy}}{U_{wy}} = \frac{R_{cm}}{R_{cm}+R_B} \tag{9.13}$$

Przekształcając równanie (9.13) w celu obliczenia R_{cm} otrzymuje się:

$$R_{cm} = \frac{U'_{wy}}{U_{wy}-U'_{wy}} \cdot R_B \tag{9.14}$$

Znając wartość R_B i dokonując dwukrotnego pomiaru napięcia wyjściowego w dwóch różnych położeniach przełącznika, otrzymuje się łatwą do obliczenia wartość rezystancji nieróżnicowej R_{cm}.

Przy pomiarach wzmacniaczy operacyjnych z wejściami FET pomiar będzie zakłócony przez szumy i przez pojemności pasożytnicze (ze względu na bardzo dużą wartość R_B). Rzadko jednak wymagana jest dokładna znajomość rezystancji R_{cm} we wzmacniaczach tego typu.

9.1.10
REZYSTANCJA WYJŚCIOWA R_{wy}

Rezystancję wyjściową R_{wy} zwykle definiuje się dla wzmacniacza operacyjnego z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego. Do pomiaru rezystancji wyjściowej wzmacniacza operacyjnego najwygodniej jest zastosować układ przedstawiony na rys. 9.2. Pomiar polega na określeniu zmniejszenia wzmocnienia układu przy obciążeniu go rezystorem R_L z wyjścia do masy. Wzmocnienie maleje na skutek podziału napięcia wyjściowego na rezystancji wyjściowej i rezystancji obciążenia. Wzmocnienie K'_S przy obciążeniu można obliczyć następująco:

$$K'_S = \frac{R_L}{R_{wyS}+R_L} \cdot K_S \tag{9.15}$$

rezystancję wyjściową zaś oblicza się ze wzoru (9.15) po niezbędnych przekształceniach:

$$R_{wyS} = \left(\frac{K_S}{K'_S} - 1\right) \cdot R_L \tag{9.16}$$

Należy zaznaczyć, że jest to rezystancja wyjściowa z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego, która również obciąża wyjście wzmacniacza. W celu znalezienia rezystancji wyjściowej R_{wy} przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego należy skorzystać z zależności:

$$R_{wyS} = \frac{R_{wy}}{K\beta - 1} \approx \frac{R_{wy}}{K\beta} \tag{9.17}$$

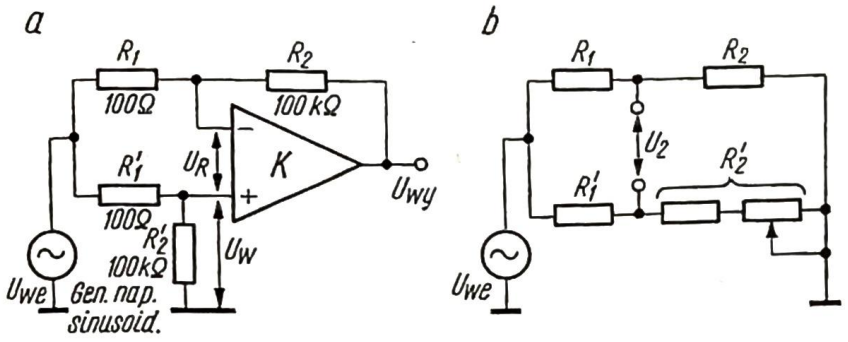
jeśli $K\beta \gg 1$.

9.1.11
WSPÓŁCZYNNIK TŁUMIENIA SYGNAŁU NIERÓŻNICOWEGO WTSN

Wzmocnienie sygnału nieróżnicowego K_W jest często nieliniową funkcją napięcia sygnału nieróżnicowego U_W, szczególnie we wzmacniaczach operacyjnych z wej-

ściami typu FET. Z tego względu pomiar współczynnika WTSN należy przeprowadzać przy pełnej zmianie napięcia sygnału nieróżnicowego.

Układ do pomiaru współczynnika WTSN przedstawiono na rysunku 9.8. Przy odpowiednio dobranych rezystorach R_1, R_1', R_2, R_2' sygnał na obu wejściach jest istotnie sygnałem nieróżnicowym. Ponieważ w praktyce wzmocnienia wejścia



$$R_2 \gg R_1$$

$$\frac{U_2}{U_{we}} \ll \frac{R_1+R_2}{R_1(\mathrm{WTSN})}$$

$$\frac{R_1}{R_2}\left(1-\frac{R_1+R_2}{R_1(\mathrm{WTSN})}\right) \ll \frac{R_1'}{R_2'} \ll \frac{R_1}{R_2}\left(1+\frac{R_1+R_2}{R_1(\mathrm{WTSN})}\right)$$

9.8. Układ do pomiaru współczynnika tłumienia sygnału nieróżnicowego
a — schemat ideowy, b — układ zastępczy

odwracającego i nieodwracającego różnią się nieco — co wynika z niedoskonałej symetrii stopni różnicowych wzmacniacza — więc na wyjściu wzmacniacza pojawi się napięcie błędu. Związane z tym błędem wejściowe napięcie różnicowe ma wartość:

$$U_R = U_{wy}/K \tag{9.18}$$

Korzystając z tej zależności współczynnik WTSN można określić jako:

$$\mathrm{WTSN} = \frac{K}{K_W} = \frac{U_{wy}/U_R}{U_{wy}/U_W} = \frac{U_W}{U_R} \tag{9.19}$$

Można także napisać, że

$$U_{wy} = U_R \cdot \frac{R_1+R_2}{R_1} \tag{9.20}$$

i wówczas napięcie U_W jest proporcjonalne do napięcia U_{we} dla $R_2 \gg R_1$. Ostatecznie po uwzględnieniu sygnałów wejściowego i wyjściowego i odpowiednim podstawieniu do równań (9.18, 9.19, 9.20), współczynnik WTSN jest równy:

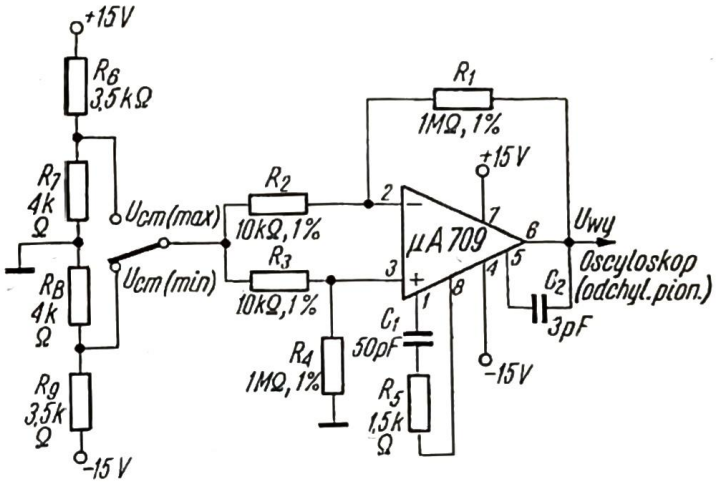
$$\mathrm{WTSN} = \frac{R_1+R_2}{R_1} \cdot \frac{U_{we}}{U_{wy}} \tag{9.21}$$

Jak widać, dokonując pomiaru napięć U_{we} i U_{wy} w układzie z rys. 9.8a, można określić współczynnik WTSN (np. WTSN $= 1{,}2 \cdot 10^5$). Rysunek 9.8b przedstawia schemat zastępczy mostka utworzonego przez rezystory R_1, R_1', R_2, R_2' układu z rys. 9.8a. Częstotliwość przebiegu sinusoidalnego powinna być rzędu kilku hercow.

Często w katalogach podaje się średnią wartość współczynnika WTSN dla całego zakresu zmian napięcia wzmacnianego. W układzie podanym na rys. 9.9 można dokonać pomiaru współczynnika WTSN wzmacniacza μA 709 w podanym zakresie zmian napięcia wejściowego, równym ±8 V. Napięcie wyjściowe U_{wy}

jest doprowadzane do wejścia odchylania pionowego oscyloskopu. Rezystory R_2, R_3 i R_1, R_4 ustalają wzmocnienie układu, które wynosi 100. Współczynnik WTSN jest równy:

$$\text{WTSN} = \frac{100\,U_{we}}{\Delta U_{wy}} = \frac{1600\ \text{V}}{\Delta U_{wy}} \tag{9.22}$$



9.9. Układ do pomiaru średniej wartości współczynnika tłumienia sygnału nieróżnicowego

lub

$$\text{WTSN[dB]} = 20\lg\frac{1600\ \text{V}}{\Delta U_{wy}} \tag{9.23}$$

Przy napięciach zasilających mniejszych niż ± 15 V należy proporcjonalnie zmniejszyć amplitudę sygnału wejściowego.

9.1.12
WSPÓŁCZYNNIK TŁUMIENIA WPŁYWU ZASILANIA WTWZ

Wpływ napięcia zasilającego na pracę wzmacniacza operacyjnego lub komparatora wyraża się liczbowo za pomocą stosunku zmiany wejściowego napięcia niezrównoważenia do wywołującej ją zmiany napięcia zasilającego.

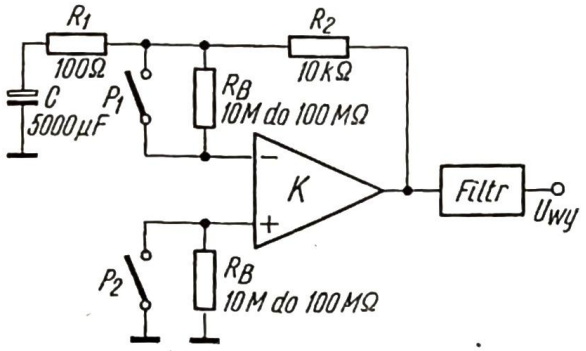
Współczynnik WTWZ może być zmierzony za pomocą układów przedstawionych na rys. 9.3. Zmieniając dodatnie $(+U_Z)$ lub ujemne $(-U_Z)$ napięcie zasilające lub też obydwa o znaną wartość ΔU_Z (np. $\pm 10\%$), mierzy się zmianę wejściowego napięcia niezrównoważenia. Wartość współczynnika WTWZ może być obliczona jako:

$$\text{WTWZ} = \frac{\Delta U_{os}}{\Delta U_Z}\left[\frac{\mu\text{V}}{\text{V}}\right] \tag{9.24}$$

9.1.13
WEJŚCIOWE NAPIĘCIE SZUMÓW U_{ni}

Zgodnie z definicją, małe wejściowe napięcie szumów jest wygodnie mierzyć w układzie o dużym wzmocnieniu, w którym szum ten zostaje wzmocniony. Układ do pomiaru równoważnego napięcia szumów przedstawiono na rys. 9.10. Filtr

na wyjściu wzmacniacza operacyjnego jest zastosowany w celu ograniczenia pomiaru szumów do określonego pasma częstotliwości. Należy zaznaczyć, że charakterystyka częstotliwościowa wzmacniacza z zamkniętą pętlą musi obejmować



9.10. Układ do pomiaru równoważnego wejściowego napięcia szumów

tę wybraną szerokość pasma, w której mierzy się szumy — w celu ich dobrego wzmocnienia. Filtr ten może być np. jednobiegunowym, dolnoprzepustowym filtrem (patrz p. 4.3), którego pasmo jest określone zależnością:

$$f_B = \frac{\pi}{2} f_p \tag{9.25}$$

gdzie

f_p — częstotliwość, przy której występuje biegun.

Z uwagi na wymagany niski poziom szumów źródła zasilania do zasilania wzmacniacza powinna być zastosowana bateria.

Pomiar przeprowadza się przez kolejne otwieranie i zamykanie przełączników P_1 oraz P_2 i pomiar napięcia wyjściowego. Gdy przełącznik P_1 jest otwarty, a P_2 zwarty, to:

$$U_{wy}/101 = I_{n1} R_B \tag{9.26}$$

gdy natomiast przełącznik P_1 jest zwarty, a P_2 — otwarty, to:

$$U_{wy}/101 = I_{n2} R_B \tag{9.27}$$

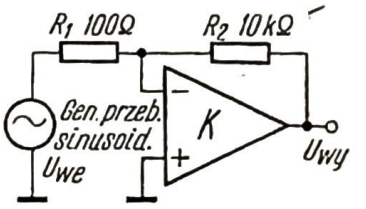
Wzory (9.26) i (9.27) obowiązują przy prądzie wejściowym szumów równym $I_{ni} \gg \sqrt{4kTf_B/R_B}$ i $I_{ni} R_B \gg U_{ni}$, gdzie I_{n1} oraz I_{n2} są wejściowymi prądami szumów.

9.1.14
POMIAR CZĘSTOTLIWOŚCI f_1

Szerokość pasma przenoszonego przez wzmacniacz operacyjny jest funkcją częstotliwości sygnału. Czasem podaje się szerokość pasma mierzoną do częstotliwości f_1, przy której wartość wzmocnienia K maleje do 1.

Układ do pomiaru częstotliwości f_1 podano na rys. 9.11. Ze względów praktycznych, częstotliwość f_1 jest mierzona w układzie z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego o małym wzmocnieniu. Na wejście układu podaje się sygnał z generatora przebiegu sinusoidalnego o amplitudzie np. około 10 mV i regulowanej

częstotliwości. Następnie zwiększa się częstotliwość, aż sygnał na wyjściu zmaleje do tej samej amplitudy co na wejściu, tj. do 10 mV. Częstotliwość, przy której $U_{wy} = -U_{we}$ jest właśnie poszukiwaną częstotliwością f_1.

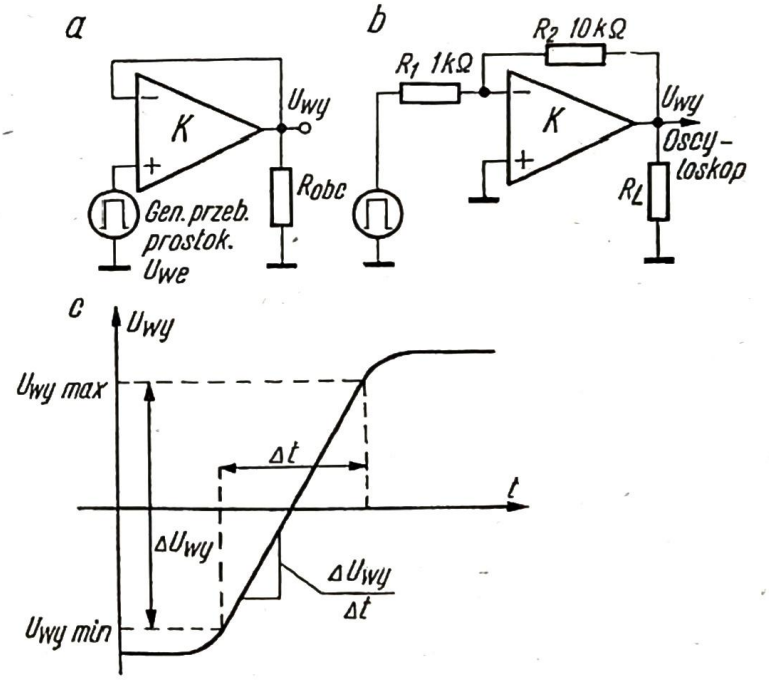


9.11. Układ do pomiaru częstotliwości f_1

9.1.15
SZYBKOŚĆ ZMIANY NAPIĘCIA WYJŚCIOWEGO S_{wy}

Z definicji — jest to maksymalna szybkość zmiany napięcia na wyjściu wzmacniacza przy wzmocnieniu 1 i dużym sygnale wyjściowym (np. równym maksymalnemu napięciu wyjściowemu).

W zasadzie pomiar ten najprościej można wykonać łącząc wzmacniacz operacyjny jako wtórnik napięciowy (rys. 9.12a). Jednak pomiar w układzie wtórnika napięciowego może być obarczony błędem, wynikającym z niedostatecznego



9.12. Pomiar szybkości zmiany napięcia wyjściowego
a — pomiar w układzie nieodwracającym,
b — pomiar w układzie odwracającym,
c — charakterystyka pomiarowa

stłumienia sygnału nieróżnicowego. Jest to wynikiem korzystania z obu wejść — bez uziemiania któregokolwiek z nich. Z tego względu lepsze rezultaty osiąga się w układzie odwracającym, przedstawionym na rys. 9.12b. Do wejścia układu doprowadza się impulsy prostokątne o odpowiedniej amplitudzie i czasie narastania. Napięcie wyjściowe doprowadza się do oscyloskopu. Odpowiedź układu na impulsy prostokątne w postaci charakterystyki przedstawionej na rys. 9.12c wykorzystuje się do określenia wartości $\Delta U_{wy}/\Delta t$ [V/μs]. Szybkość narastania napięcia na wyjściu jest po prostu nachyleniem charakterystyki między wartoś-

ciami $U_{wy\,max}$ i $U_{wy\,min}$. Często zdarza się, że odcinek dodatni (od 0 do $U_{wy\,max}$) i ujemny (od $U_{wy\,min}$ do 0) charakterystyki mają różne szybkości narastania i powinny być wtedy osobno określane. W takim przypadku podając jeden parametr szybkości zmiany napięcia wyjściowego, należy podać szybkość mniejszą. Oczywiście w układzie ze sprzężeniem zwrotnym, przedstawionym na rys. 9.12b, rezystor R_2 pracuje jako część obciążenia.

9.2
MIERNIKI UNIWERSALNE LINIOWYCH UKŁADÓW SCALONYCH

Budowa w pełni uniwersalnych przyrządów do pomiaru parametrów zarówno statycznych, jak i dynamicznych liniowych układów scalonych jest sprawą trudną. Przede wszystkim na przeszkodzie stoi duża różnorodność typów liniowych układów scalonych. Po drugie — brak pełnej standaryzacji sprawia, że trudno jest znaleźć większą grupę scalonych układów liniowych o znormalizowanych końcówkach wejść i wyjść. A przecież budowa kosztownego przyrządu pomiarowego ma wtedy sens, gdy potencjalna grupa układów do pomiaru jest liczna.

Mimo powyższych trudności, od kilku lat prowadzi się prace nad standaryzacją liniowych układów scalonych i można mieć nadzieję, że sprawa ta zostanie przynajmniej co do pewnych grup układów liniowych w niedługim czasie rozwiązana.

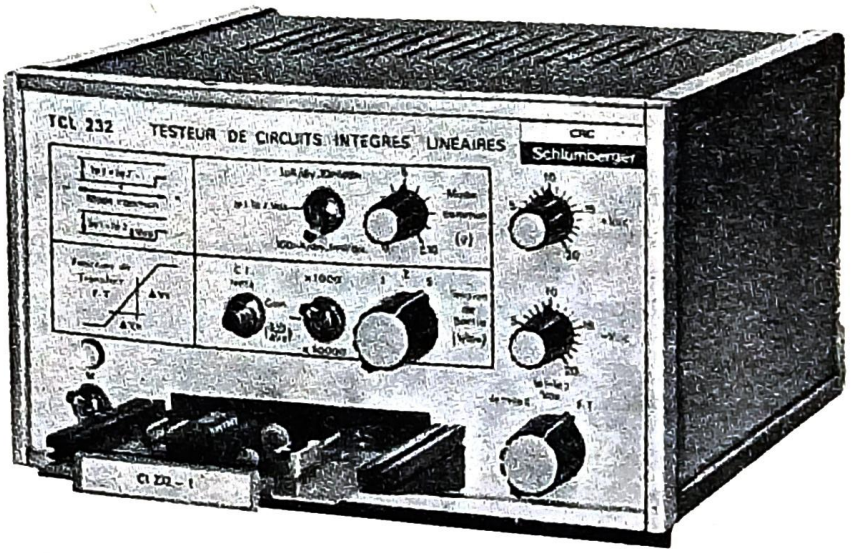
Rozróżnia się dwa rodzaje przyrządów do pomiaru parametrów liniowych układów scalonych: tzw. testery do pomiaru parametrów statycznych — ograniczające się do pomiaru kilku parametrów, proste konstrukcyjnie i niezbyt kosztowne, oraz testery do pomiarów parametrów dynamicznych — znacznie trudniejsze w opracowaniu i kosztowniejsze. Budowane są również testery funkcjonalne, które stanowią połączenie możliwości pomiarowych obu wyżej wymienionych przyrządów i jak się wydaje będą to przyrządy w przyszłości najbardziej potrzebne.

Pierwszy tester do parametrów statycznych został zbudowany w roku 1966 do swoich własnych potrzeb przez firmę Fairchild Semiconductor [9.4]. Przewidziany był on do badania układów standardowych μA 702, μA 709, μA 710 i μA 711. Jego możliwości są dość ograniczone, gdyż pozwala tylko na jednoczesny pomiar takich parametrów, jak wzmocnienie z otwartą pętlą, liniowość, zakres zmian napięcia wyjściowego i wejściowego napięcia niezrównoważenia — na podstawie charakterystyki przenoszenia. Działanie testera, zresztą jak prawie wszystkich tego typu przyrządów — opiera się na współpracy z oscyloskopem zewnętrznym X, Y dowolnego typu.

Przyrząd na zewnątrz jest wyposażony w cztery podstawki — każda dla jednego typu układu scalonego i przełącznik pozwalający na wybranie odpowiedniego układu do badania. Wewnątrz znajduje się generator przebiegu prostokątnego, generator przebiegu trójkątnego, cztery typowe układy pracy wyżej wymienionych układów do zdejmowania ich charakterystyk przejściowych, wzmacniacz zerujący i „chopper", wytwarzający impulsy odchylające oscyloskopu.

Kolejnym testerem statycznym jest układ wyprodukowany przez firmę National Semiconductor [9.5]. Tester ten ma trzy zakresy pracy: a) pomiar prądu polaryzującego, b) pomiar napięcia i prądu niezrównoważenia, c) pomiar charakterystyki przenoszenia — ze wszystkimi możliwymi informacjami, które można z niej odczytać. Również napięcia zasilające są przełączane w pozycjach ± 5 V, ± 10 V, ± 15 V lub ± 20 V. Przyrząd ten jest przeznaczony do badania układów LM 709 i LM 101, ale po prostych przeróbkach może być wykorzystany do pomiaru także innych wzmacniaczy operacyjnych. Może on także współpracować z oscyloskopem.

Obecnie produkuje się kilka typów testerów do pomiarów parametrów statycznych liniowych układów scalonych. Jednym z nich jest na przykład tester TCL 232, oferowany przez firmę Schlumberger [9.6]. Jest to przyrząd uniwersalny, zarówno jeśli chodzi o mierzony układ liniowy, jak i jego parametry. Ma on kilka pokręteł do ustawienia odpowiednich warunków pomiaru, wymienne zespoły podstawek, umożliwiające pomiary różnych typów liniowych układów scalonych, i trzy zakresy pracy: a) pomiar sumy wejściowych prądów polaryzujących $I_{B1} = I_{B2}$, b) pomiar różnicy prądów $I_{B1} - I_{B2}$ oraz wejściowego napięcia niezrównoważenia, c) pomiar funkcji przejściowej. Przyrząd pomiarowy TCL 232 współpracuje z oscyloskopem. Na rys. 9.13 przedstawiono widok testera TCL 232 firmy Schlumberger.



9.13. Uniwersalny miernik TCL 232 parametrów statycznych liniowych układów scalonych firmy Schlumberger

Budowa testera dynamicznego, tzn. testera służącego do określania parametrów dynamicznych liniowych układów scalonych, jest sprawą o wiele trudniejszą niż budowa testera do pomiarów parametrów statycznych. Tester taki powinien się charakteryzować:

— możliwością zmiany napięć zasilających w czasie pomiaru (zamiast metod tradycyjnych potencjałowych stosowane są metody oparte na programowaniu zmian napięć zasilających),

— możliwością dokładnego programowania napięć i prądów polaryzujących (występuje trudność w ustawianiu napięć z dokładnością μV i prądów z dokładnością nA),

— możliwością programowania generatora impulsowego o częstotliwościach zmiennych,
— koniecznością programowania momentu startu generatora impulsowego.

Jak wiadomo, wszystkie układy programowane dostają polecenia z zewnątrz — a więc przyrząd taki należy wyposażyć w pamięć i układy umożliwiające przesyłanie informacji do pamięci. Drugi problem wiążący się bezpośrednio z programowaniem to sprawa własnego przejrzystego języka. Dalsze — to wyposażenie układu w dalekopis, szybki czytnik lub taśmę magnetyczną, we wzorzec kontrolny sprawdzania testera itd. Należy przewidzieć także wyjście do współpracy z maszyną cyfrową, która umożliwi przetwarzanie danych pomiarowych.

Prawdopodobnie już w niedługim czasie ukażą się tego rodzaju testery, oparte na układach scalonych MOS (pamięć i układy logiczne), które będą umożliwiały pomiar prawie wszystkich istotnych parametrów liniowych układów scalonych każdego typu.

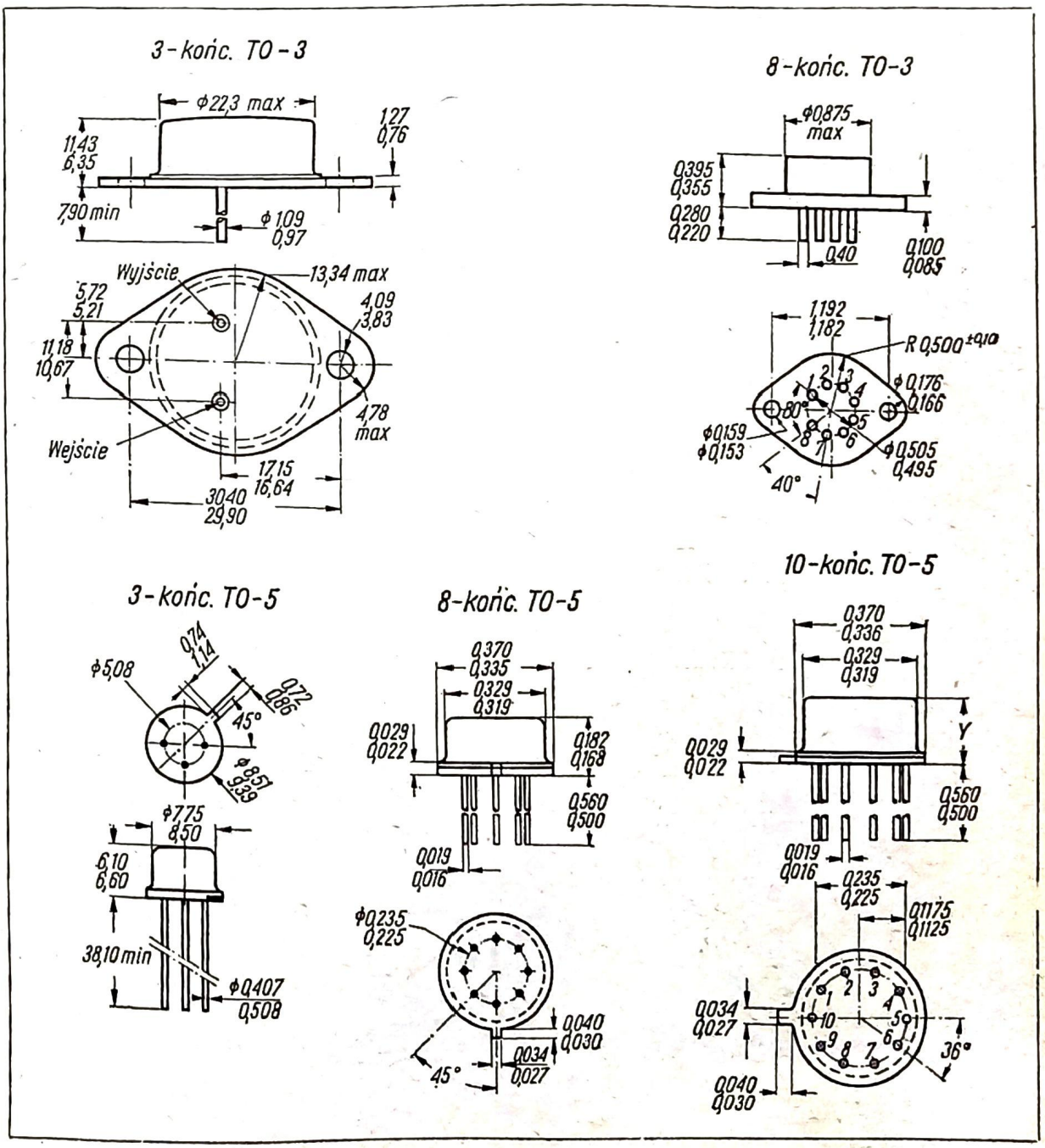
LITERATURA

9.1. *Graeme J. G., Tobey G. E., Huelsman L. P.*: Operational amplifiers — design and applications, McGraw Hill Book Company (1971).
9.2. SGS, The application of linear microcircuits, vol. 1 (1969).
9.3. *Easey W. R.*: Measurement and control using 40-series modules, Application book, Electronic components and materials division, Philips.
9.4. Fairchild Semiconductor, A versatile tester for linear integrated circuits, Application note 125/1, March (1966).
9.5. *Routh W. S., Yamatake M.*: A simplified test set for operational amplifier characterization, National Semiconductor, AN-24, June (1969).
9.6. CRC/Schlumberger, Testeur de circuits intégrés linéaires TCL 232 (fiche technique).

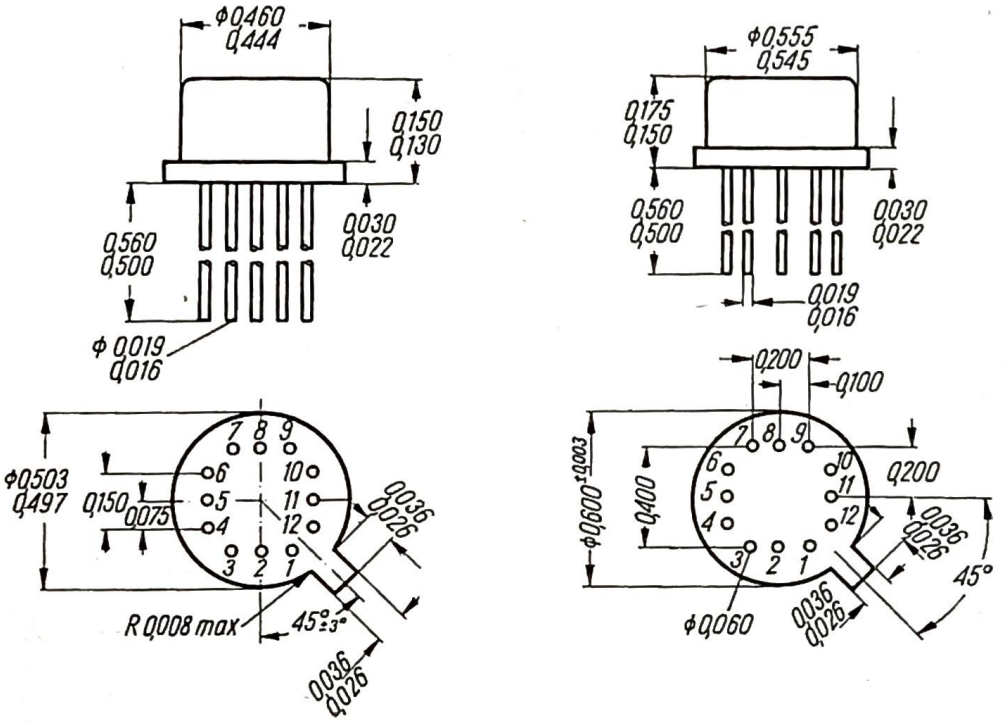
10

TYPOWE OBUDOWY LINIOWYCH UKŁADÓW SCALONYCH

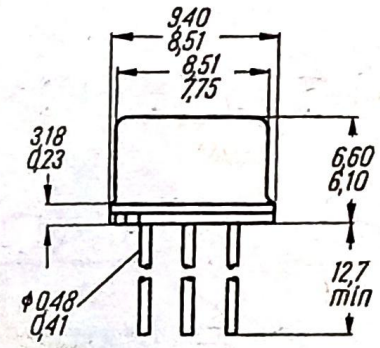
10.1
OBUDOWY METALOWE OKRĄGŁE (METAL CAN PACKAGE)

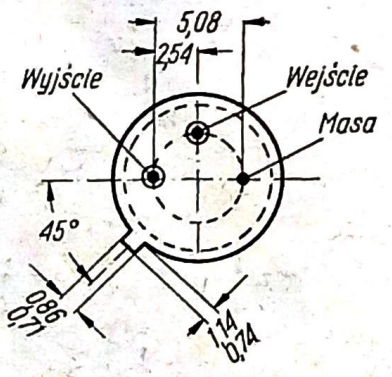


12-końc. TO-8

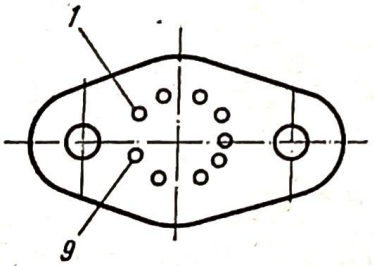


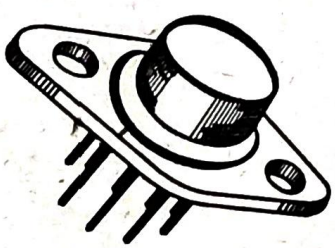
3-końc. TO-39



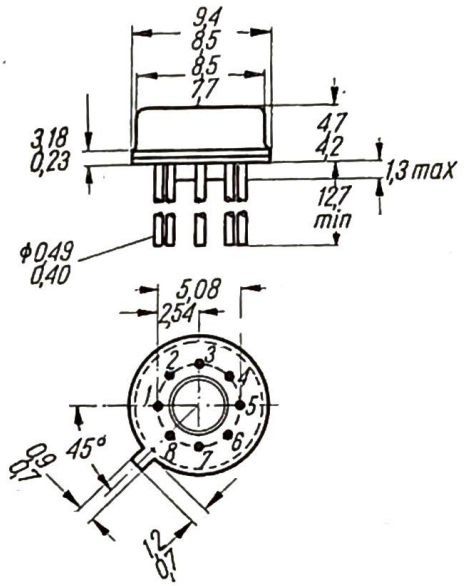


9-końc. TO-66 (typ R)

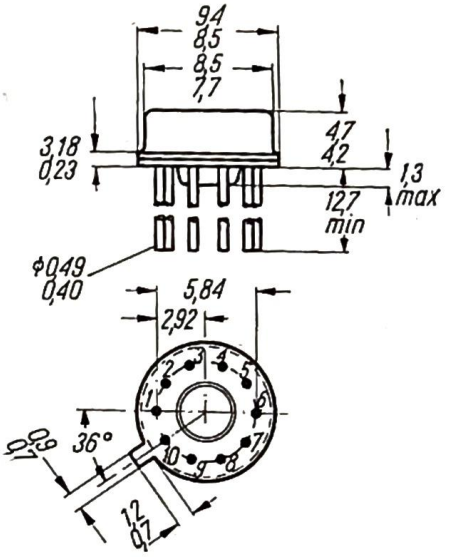




8-końc. TO-99

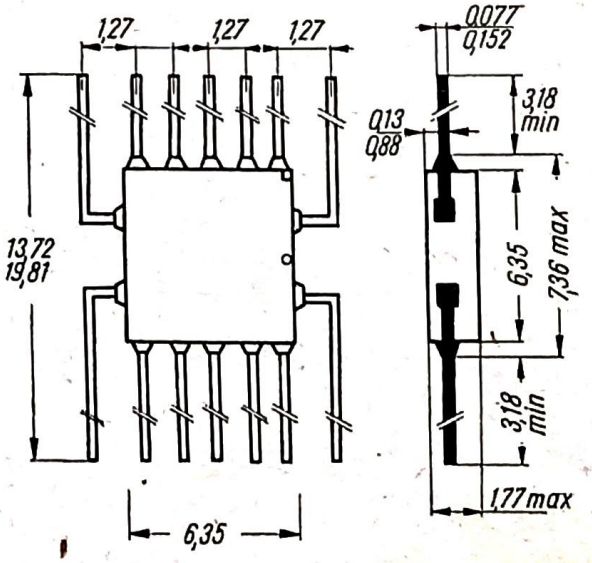


10-końc. TO-100

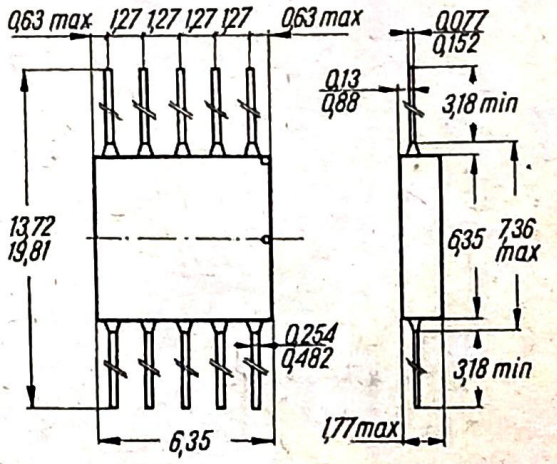


10.2
OBUDOWY PŁASKIE (FLAT PACKAGE)

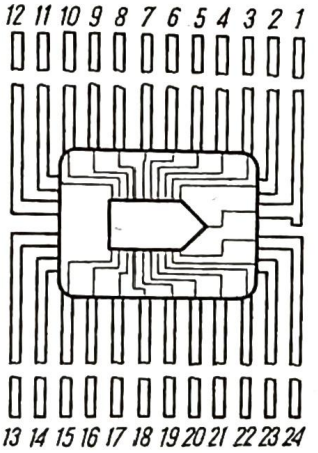
14-końc. TO-86



10-końc. TO-91

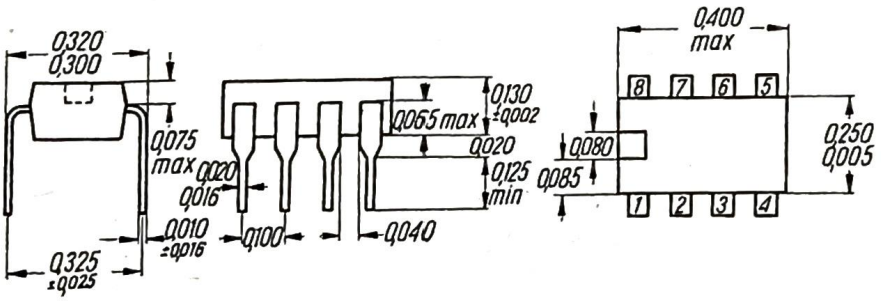


24-końcówkowa układu μA 722

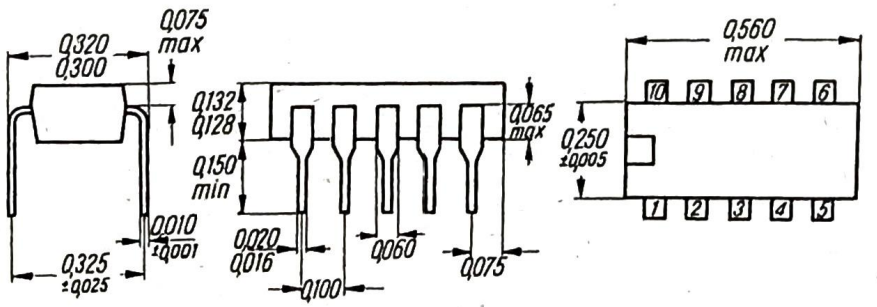


10.3
OBUDOWY DWURZĘDOWE TYPU DIP (DUAL-IN-LINE PACKAGE)

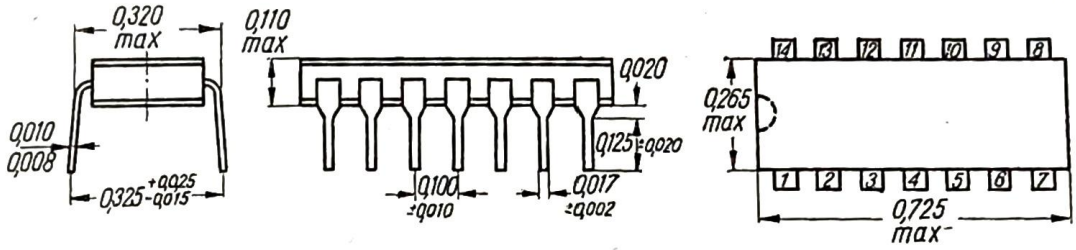
8-końcówkowa



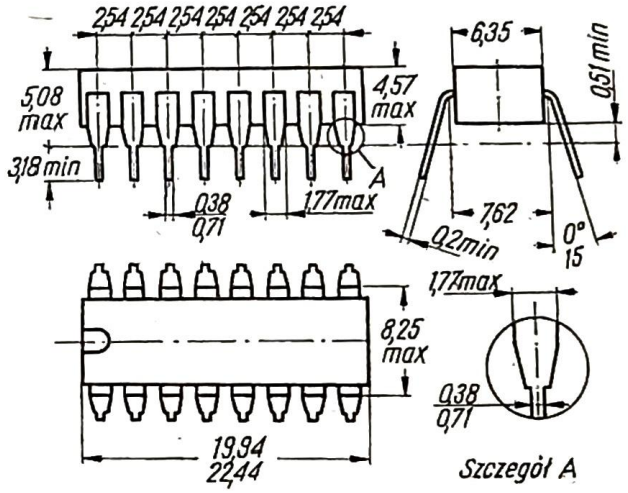
10-końcówkowa



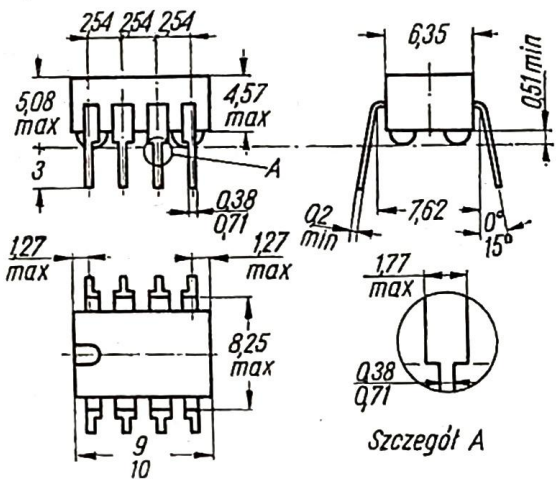
14 - końcówkowa



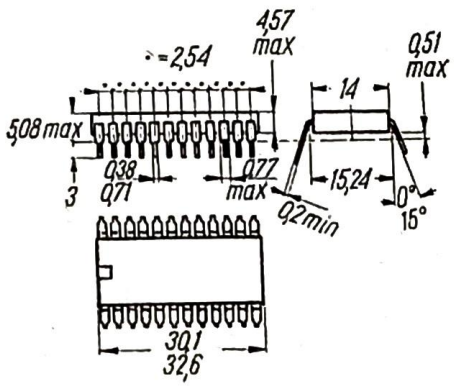
16-końc. MP-117



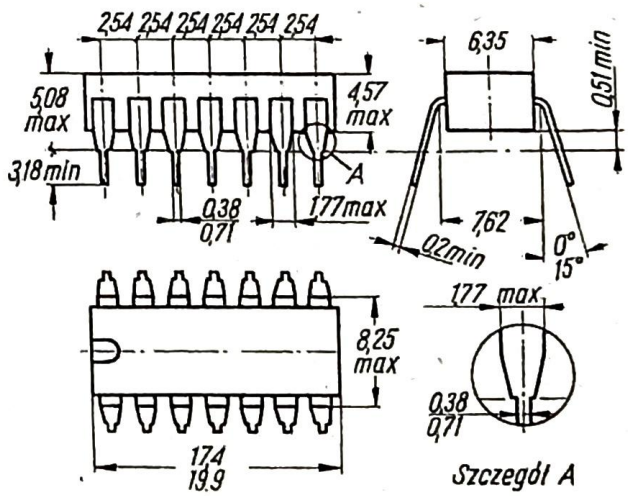
8-końc. MP-48



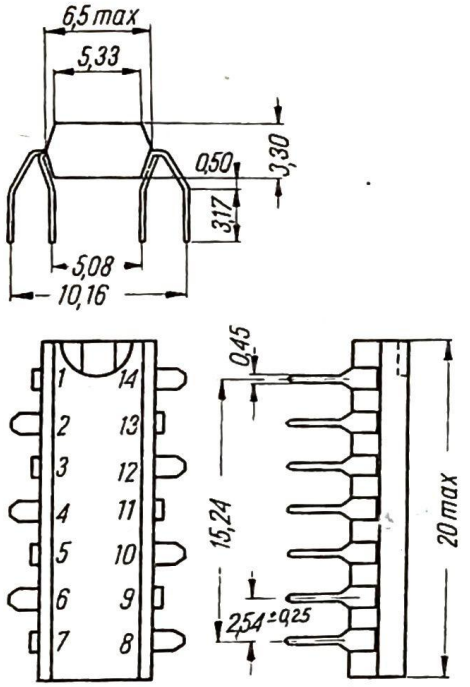
24-końc. MP-186



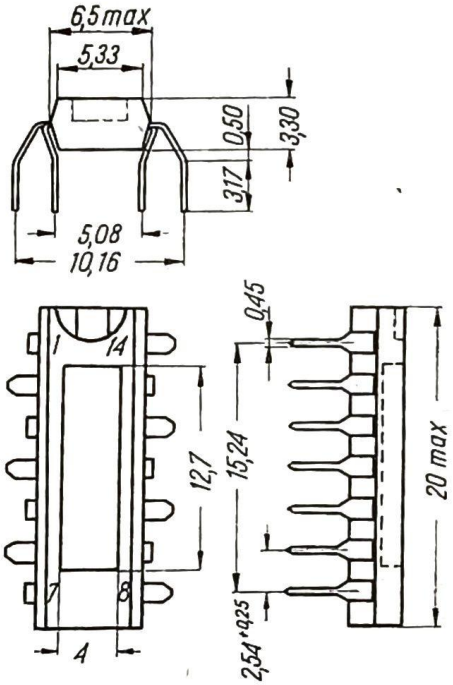
14-końc. TO-116



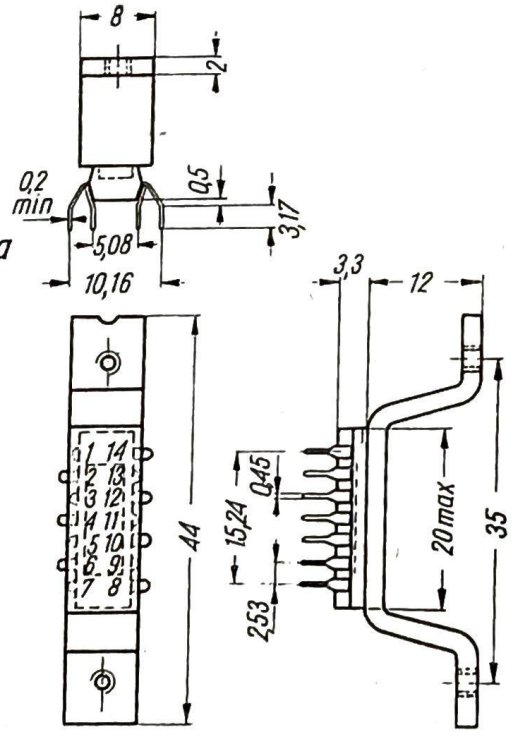
14-końc. rozdwojona



14-końc. rozdwojona mocy



14-końcówkowa rozdwojona dużej mocy



Wydawnictwa Komunikacji i Łączności
Warszawa 1974
Wydanie 2. Nakład 5000+180 egz.
Ark. wyd. 31,57. Ark. druk. 28,25.
Oddano do składania w czerwcu 1974.
Podpisano do druku w grudniu 1974.
Druk ukończono w grudniu 1974.
Papier drukowy kl. IV, 90 g, 70×100 cm.
Zam. P/86/74-K7353. Cena zł 80.—
Drukarnia im. Rewolucji Październikowej
Warszawa. Zam. 983/74. W-100.